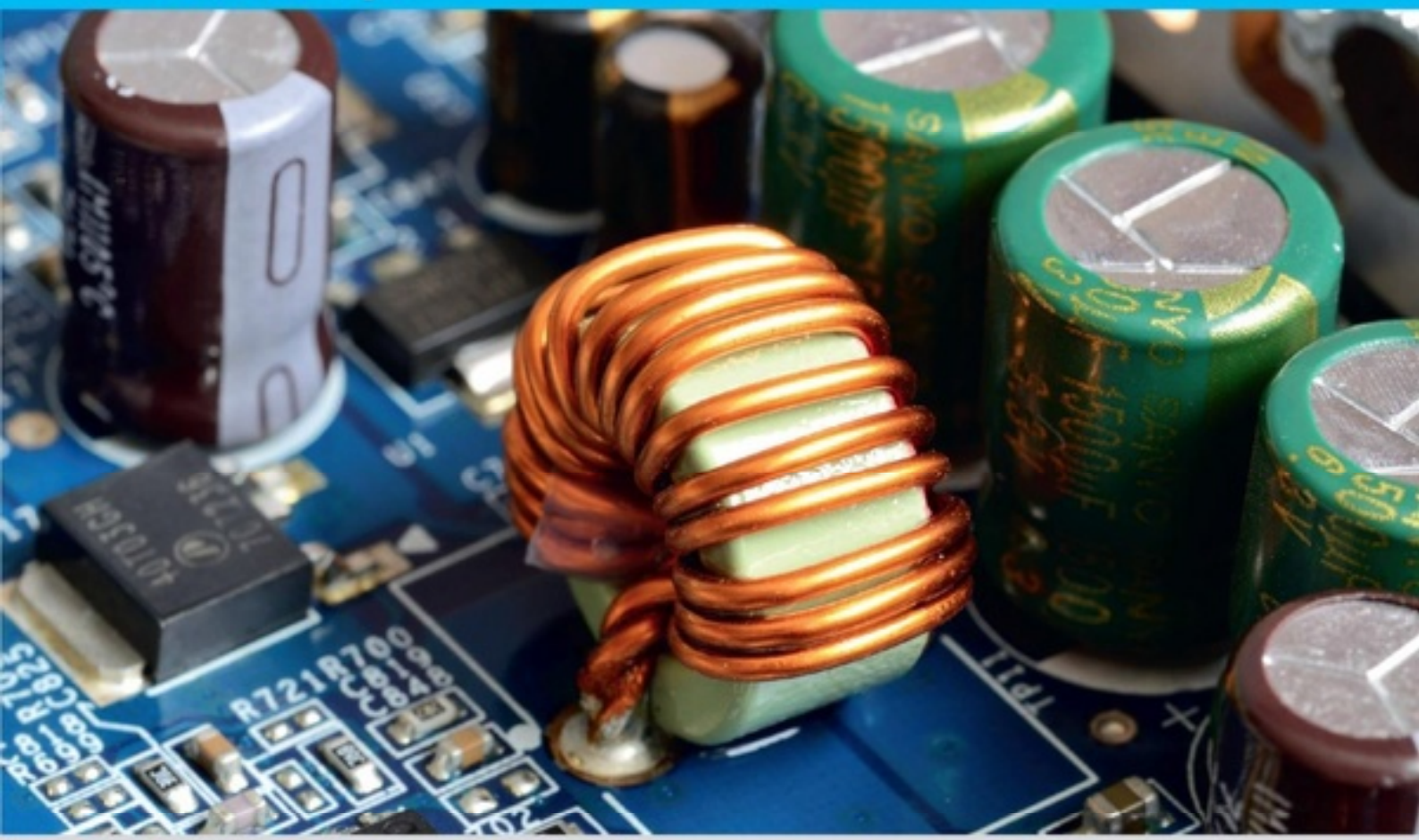
Pierre Mayé



LES ALIMENTATIONS ÉLECTRONIQUES

Alimentations linéaires et à découpage • Piles et accumulateurs • Récolte d'énergie

3e ÉDITION

DUNOD

Pierre Mayé

LES ALIMENTATIONS ÉLECTRONIQUES

Alimentations linéaires et à découpage • Piles et accumulateurs • Récolte d'énergie

3e édition

DUNOD

Illustration de couverture : cobracz – fotolia.com

Le pictogramme qui figure ci-contre mérite une explication. Son objet est d'alerter le lecteur sur la menace que représente pour l'avenir de l'écrit, particulièrement dans le domaine de l'édition technique et universitaire, le développement massif du photocopillage.
Le Code de la propriété intellectuelle du 1er juillet 1992 interdit en effet expressément la photocopie à usage collectif sans autorisation des ayants droit. Or, cette pratique s'est généralisée dans les établissements d'enseignement supérieur, provoquant une baisse brutale des achats de livres et de revues, au point que la possibilité même pour les auteurs de créer des œuvres nouvelles et de les faire éditer correctement est aujourd'hui menacée.
Nous rappelons donc que toute reproduction, partielle ou totale, de la présente publication est interdite sans autorisation de l'auteur, de son éditeur ou du Centre français d'exploitation du droit de copie (CFC, 20, rue des Grands-Augustins, 75006 Paris).

© Dunod, 2018
11 rue Paul Bert, 92240 Malakoff
www.dunod.com
ISBN 978-2-10-078557-5

Le Code de la propriété intellectuelle n'autorisant, aux termes de l'article L. 122-5, 2° et 3° a), d'une part, que les « copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale ou partielle faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants droit ou ayants cause est illicite » (art. L. 122-4).
Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles L. 335-2 et suivants du Code de la propriété intellectuelle.

TABLE DES MATIÈRES

CHAPITRE 1 - PRÉSENTATION 1

1.1 Rôle de l'alimentation 1
1.2 Alimentation à partir du réseau 2
1.2.1 Caractéristiques du réseau 2
1.2.2 Pollution harmonique 3
1.2.3 Alimentation non stabilisée 3
1.2.4 Alimentation stabilisée ou régulée 4
1.2.5 Alimentation haute tension 5
1.2.6 Alimentation sans isolement 5
1.3 Alimentation à partir d'un générateur électrochimique 5
1.3.1 Types de générateur électrochimique 5
1.3.2 Convertisseur de tension linéaire 5
1.3.3 Convertisseur de tension à découpage 6
1.3.4 Convertisseur de tension sans bobinage 6
1.4 Alimentation par récolte d'énergie 6
1.4.1 Principes utilisés 6
1.4.2 Convertisseur de tension continue sans bobinage 6
1.4.3 Redresseur élévateur 6

CHAPITRE 2 - TRANSFORMATEUR 7

2.1 Principe 7
2.2 Transformateur idéal 10
2.3 Transformateur réel 13
2.4 Transformateur en charge sur redresseur 17
2.5 Mise sous tension d'un transformateur 23
2.6 Configuration des enroulements 25
2.6.1 Transformateur à plusieurs secondaires 25
2.6.2 Transformateur à secondaires à prises intermédiaires 26
2.7 Caractéristiques technologiques 27

CHAPITRE 3 - REDRESSEURS ET FILTRES CAPACITIFS 28

3.1 Diode 28
3.1.1 Diode idéale 28
3.1.2 Diode à jonction 29
3.1.3 Modélisation 30
3.1.4 Limites d'utilisation 31
3.1.5 Caractéristiques électriques 32

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

3.2 Types de redresseurs 33
3.2.1 Redresseur monophasé 33
3.2.2 Redresseur biphasé à simple voie 34
3.2.3 Redresseur biphasé à double voie 36
3.3 Caractéristiques d'un redresseur monophasé 37
3.3.1 Principe 37
3.3.2 Influence des imperfections des composants 46
3.3.3 Cas particulier d'une faible ondulation 50
3.3.4 Calculs approchés 54
3.3.5 Surintensité à la mise sous tension 58
3.3.6 Choix des composants 59
3.3.7 Courbes de Schade 61
3.4 Caractéristiques d'un redresseur biphasé 65
3.4.1 Principe 65
3.4.2 Influence des imperfections des composants 68
3.4.3 Cas particulier d'une faible ondulation 69
3.4.4 Calculs approchés 71
3.4.5 Surintensité à la mise sous tension 72
3.4.6 Choix des composants 76
3.4.7 Courbes de Schade 80
3.4.8 Simulation numérique 84
3.5 Comparaison des trois montages 86
3.6 Pollution harmonique 87
3.6.1 Phénomène 87
3.6.2 Norme 90
3.7 Redresseur à appel de courant sinusoïdal 91

CHAPITRE 4 - STABILISATEURS ET RÉGULATEURS – GÉNÉRALITÉS 93

4.1 Classification 93
4.1.1 Stabilisateur et régulateur 93
4.1.2 Régulateur de tension et régulateur de courant 93
4.1.3 Régulateur linéaire et régulateur à découpage 94
4.1.4 Régulateur de tension positive ou négative 96
4.1.5 Régulateur abaisseur, élévateur ou inverseur 96
4.2 Grandeurs caractéristiques 97

CHAPITRE 5 - STABILISATEURS DE TENSION 100

5.1 Propriétés de la diode Zener 100
5.1.1 Caractéristique 100
5.1.2 Modélisation 103
5.1.3 Influence de la température 104
5.1.4 Association de diodes Zener 107
5.1.5 Association d'une diode Zener et de diodes ordinaires 107
5.1.6 Bruit 108
5.2 Stabilisateur parallèle à diode Zener 108
5.2.1 Principe 108
5.2.2 Choix des composants 109
5.2.3 Coefficients de stabilisation 111

5.3 Stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor 114
5.3.1 Principe 114
5.3.2 Choix des composants 115
5.3.3 Coefficients de stabilisation 116
5.3.4 Avantages et inconvénients 119
5.4 Stabilisateur série à diode et transistor 119
5.4.1 Principe 119
5.4.2 Choix des composants 120
5.4.3 Coefficients de stabilisation 122
5.4.4 Augmentation de la puissance 124
5.4.5 Avantages et inconvénients 126

CHAPITRE 6 - RÉGULATEURS DE TENSION LINÉAIRES 127

6.1 Régulateur à amplificateur opérationnel 127
6.1.1 Principe 127
6.1.2 Coefficients de régulation 128
6.1.3 Réglage de la tension 132
6.1.4 Augmentation du courant de sortie 134
6.1.5 Régulateur double 134
6.1.6 Influence des imperfections de l'amplificateur opérationnel . . . 135
6.1.7 Choix des composants 137
6.2 Régulateur intégré à usage multiple 140
6.2.1 Caractéristiques 140
6.2.2 Régulateur série 142
6.2.3 Augmentation du courant de sortie 146
6.2.4 Régulateur parallèle 149
6.3 Régulateur de tension fixe à trois bornes 150
6.3.1 Caractéristiques 151
6.3.2 Montage de base (régulateur de tension positive) 152
6.3.3 Montage de base (régulateur de tension négative) 156
6.3.4 Augmentation du courant de sortie 158
6.3.5 Modification de la tension de sortie 162
6.3.6 Régulateur pour tension d'entrée élevée 168
6.3.7 Inhibition d'un régulateur 169
6.3.8 Obtention de deux tensions différentes 170
6.3.9 Régulateur double 171
6.3.10 Régulateur double à tension réglable 172
6.4 Régulateur de tension réglable à trois bornes 174
6.4.1 Caractéristiques 175
6.4.2 Montage de base (régulateur de tension positive) 178
6.4.3 Montage de base (régulateur de tension négative) 182
6.4.4 Réglage de la tension 183
6.4.5 Commutation de la tension de sortie 185
6.4.6 Amélioration de la stabilité 187
6.4.7 Augmentation du courant de sortie 189
6.4.8 Inhibition 192
6.4.9 Mise sous tension progressive 192
6.4.10 Régulateur double 193

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.5 Autres régulateurs intégrés 194
6.5.1 Régulateur de tension et de courant réglable 194
6.5.2 Régulateur haute tension 201
6.5.3 Régulateur à faible chute de tension 202
6.5.4 Régulateur à faible consommation 205
6.5.5 Régulateur parallèle 207

CHAPITRE 7 - STRUCTURES DES CONVERTISSEURS À DÉCOUPAGE 213

7.1 Convertisseurs à bobines 213
7.1.1 Convertisseur abaisseur 213
7.1.2 Convertisseur élévateur 228
7.1.3 Convertisseur inverseur 239
7.2 Convertisseurs à transformateur 247
7.2.1 Convertisseur à récupération d'énergie 247
7.2.2 Convertisseur à transfert direct 252
7.2.3 Convertisseur en demi-pont 256
7.2.4 Convertisseur en pont 258
7.2.5 Convertisseur symétrique 258
7.3 Modélisation du comportement dynamique 259
7.3.1 Schéma équivalent moyen 259
7.3.2 Fonctions de transfert 260
7.3.3 Généralisation 261
7.4 Choix des composants 262
7.4.1 Interrupteurs 262
7.4.2 Diodes de roue libre 263
7.4.3 Bobines et transformateurs 263
7.4.4 Condensateurs de filtrage 268
7.5 Redresseur synchrone 269

CHAPITRE 8 - RÉGULATEURS DE TENSION À DÉCOUPAGE 271

8.1 Principes 271
8.1.1 Circuits en mode tension 271
8.1.2 Circuits en mode courant 276
8.2 Circuits intégrés spécialisés 277
8.3 Exemples de régulateurs abaisseurs 285
8.3.1 Montage utilisant un circuit intégré SG3524 285
8.3.2 Montage utilisant un circuit intégré LM3578 289
8.3.3 Montage utilisant un circuit intégré TL497 293
8.3.4 Montage utilisant un circuit intégré µA78S40 297
8.4 Exemples de régulateurs élévateurs 302
8.4.1 Montage utilisant un circuit intégré LM3578 302
8.4.2 Montage utilisant un circuit intégré TL497 305
8.4.3 Montage utilisant un circuit intégré µA78S40 308
8.5 Exemples de régulateurs inverseurs 312
8.5.1 Montage utilisant un circuit intégré LM3578 312
8.5.2 Montage utilisant un circuit intégré TL497 317
8.5.3 Montage utilisant un circuit intégré µA78S40 320

8.6 Exemples de régulateurs à transformateur 325
8.6.1 Régulateur à récupération d'énergie sans isolement de la commande 325
8.6.2 Procédés d'isolement de la commande 326
8.6.3 Alimentation à découpage branchée sur le secteur 328
8.7 Modélisation des régulateurs à découpage 332
8.7.1 Schéma-bloc 332
8.7.2 Stabilité 333
8.8 Logiciel spécialisé 334
8.8.1 Présentation 335
8.8.2 Exemple d'utilisation 335

CHAPITRE 9 - STABILISATEURS ET RÉGULATEURS DE COURANT . . 337

9.1 Stabilisateur de courant à transistor et diode Zener 337
9.1.1 Principe 337
9.1.2 Choix des composants 338
9.1.3 Coefficients de stabilisation 340
9.2 Régulateur de courant à amplificateur opérationnel 342
9.2.1 Principe 342
9.2.2 Coefficients de régulation 343
9.3 Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension à trois bornes 345
9.3.1 Montage avec un régulateur de tension fixe 345
9.3.2 Montage avec un régulateur de tension réglable 346
9.3.3 Réglage du courant de sortie 347
9.3.4 Montage avec un régulateur de tension et de courant réglable 350
9.4 Régulateur de tension et de courant 350
9.4.1 Principe 350
9.4.2 Montage utilisant deux régulateurs intégrés 351
9.4.3 Montage avec un régulateur de tension et de courant réglable 353

CHAPITRE 10 - PROTECTION ET SURVEILLANCE DES ALIMENTATIONS 354

10.1 Protections contre les surintensités 354
10.1.1 Fusible 354
10.1.2 Protection par limitation de courant 355
10.1.3 Limiteur à courant constant 355
10.1.4 Limiteur par délestage 357
10.2 Protections contre les surtensions 360
10.2.1 Principe 361
10.2.2 Détecteur à diode Zener 362
10.2.3 Détecteur à diode Zener et amplificateur opérationnel 362
10.2.4 Circuit intégré spécialisé 364
10.3 Surveillance 367

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 11 - CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU SANS BOBINAGE 369

11.1 Transferts de charges dans les condensateurs 369
11.1.1 Charge d'un condensateur par une source de tension 369
11.1.2 Transfert de charges entre deux condensateurs 375
11.1.3 Explication 378
11.1.4 Amélioration du rendement énergétique de la charge d'un condensateur 379
11.1.5 Conditions d'un bon rendement pour un convertisseur continu-continu sans bobinage 381
11.2 Principe d'une pompe de charges 383
11.2.1 Structure 383
11.2.2 Régime transitoire à vide 384
11.2.3 Régime permanent à vide 386
11.2.4 Régime permanent en charge 387
11.2.5 Convertisseur avec ou sans régulation 388
11.2.6 Réalisation des convertisseurs continu-continu sans bobinage . 388
11.3 Convertisseurs à diodes 388
11.3.1 Obtention du signal carré 388
11.3.2 Convertisseur inverseur 393
11.3.3 Convertisseur élévateur 396
11.3.4 Convertisseur inverseur élévateur 398
11.4 Circuits intégrés spécialisés 399
11.4.1 Description 399
11.4.2 Convertisseur inverseur 402
11.4.3 Convertisseur élévateur 408
11.4.4 Choix des condensateurs 410
11.5 Pompe de charge de Dickson 410

CHAPITRE 12 - REDRESSEURS ÉLÉVATEURS DE TENSION 414

12.1 Généralités 414
12.1.1 Définition 414
12.1.2 Grandeurs caractéristiques 414
12.1.3 Terminologie 415
12.1.4 Ordres de grandeur 415
12.1.5 Applications 415
12.2 Redresseurs doubleurs de tension 416
12.2.1 Doubleur de Schenkel 416
12.2.2 Doubleur de Latour 426
12.2.3 Doubleur en pont 434
12.3 Redresseurs multiplicateurs 439
12.3.1 Tripleur 439
12.3.2 Quadrupleur 440
12.3.3 Multiplicateur de Greinacher 441
12.3.4 Multiplicateur symétrique 448
12.3.5 Multiplicateur hybride 450

CHAPITRE 13 - ALIMENTATIONS SANS ISOLEMENT 452

13.1 Alimentation d'une diode électroluminescente à partir du secteur. . 452
13.2 Alimentation d'une charge quelconque 457
13.3 Quelques variantes 461
13.3.1 Simplification 461
13.3.2 Alimentation symétrique 461
13.3.3 Redressement en pont 462
13.3.4 Stabilisation ou régulation de la tension de sortie 463
13.4 Lampes à LED 466

CHAPITRE 14 - ÉCHAUFFEMENT DES COMPOSANTS 468

14.1 Étude générale des échanges thermiques. 468
14.1.1 Lois de base. 468
14.1.2 Analogie électrique 470
14.1.3 Échauffement en régime continu 471
14.1.4 Échauffement en régime variable 472
14.2 Application aux composants électroniques 474
14.2.1 Puissance dissipée 474
14.2.2 Échauffement d'un composant seul 475
14.2.3 Échauffement d'un composant muni d'un dissipateur thermique 477

CHAPITRE 15 - ALIMENTATIONS COMPLÈTES 480

15.1 Alimentations d'équipements 480
15.1.1 Différents types. 480
15.1.2 Critères de choix. 481
15.2 Alimentations de laboratoire 484
15.3 Mesures et tests 485
15.3.1 Caractéristique statique 485
15.3.2 Ondulation 486
15.3.3 Qualité de la régulation. 487

CHAPITRE 16 - GÉNÉRATEURS ÉLECTROCHIMIQUES 488

16.1 Généralités 488
16.1.1 Définition 488
16.1.2 Classification 488
16.1.3 Types de générateurs électrochimiques utilisés. 489
16.2 Circuits électroniques associés 489
16.2.1 Types de circuits utilisés 489
16.2.2 Exemples de régulateurs linéaires 490
16.2.3 Exemples de régulateurs à découpage. 491
16.2.4 Exemples de régulateurs à pompe de charge 492

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 17 - RÉCOLTE D'ÉNERGIE 494

17.1 Présentation 494
17.1.1 Définition 494
17.1.2 Utilisation 494
17.1.3 Principes mis en jeu 494
17.2 Récolte d'énergie mécanique de vibrations par transducteur piézoélectrique. 495
17.2.1 Énergie disponible 495
17.2.2 Effet piézoélectrique 495
17.2.3 Dispositif de récolte. 495
17.2.4 Circuit électronique associé 496
17.3 Récolte d'énergie de rayonnement lumineux par cellule photovoltaïque. 497
17.3.1 Énergie disponible 497
17.3.2 Effet photovoltaïque 497
17.3.3 Dispositif de récolte. 497
17.3.4 Circuit électronique associé 499
17.4 Récolte d'énergie électromagnétique par antenne redresseuse. . . . 500
17.4.1 Énergie disponible 500
17.4.2 Dispositif de récolte. 501
17.4.3 Circuit électronique associé 501

BIBLIOGRAPHIE 503

DOCUMENTATION DES CONSTRUCTEURS 505

BIOGRAPHIES 507

INDEX 511

CHAPITRE 1

PRÉSENTATION

1.1 Rôle de l'alimentation

Presque tous les montages électroniques exigent une alimentation continue. Il faut en effet fournir à un circuit l'énergie nécessaire pour fonctionner correctement en lui permettant de délivrer une puissance utile à sa charge et de compenser ses pertes internes inévitables (à cause de l'effet Joule). Il faut également mettre les composants dans les conditions où ils peuvent assurer leur fonction : on parle alors de polarisation.

Par exemple, quand on réalise un amplificateur audio, son alimentation fournit la puissance utile au haut-parleur et les pertes dans les résistances et les transistors du montage. De plus, la tension continue constante imposée par cette alimentation permet de fixer le point de repos des transistors afin d'obtenir le fonctionnement envisagé. Ainsi, l'étage de sortie sera polarisé en classe B en plaçant les transistors à leur limite de conduction. Les signaux d'entrée entraînent alors des variations des tensions et des courants qui constituent l'information à traiter. Par contre, la source de ces signaux ne fournit qu'une faible puissance (*figure 1.1*).

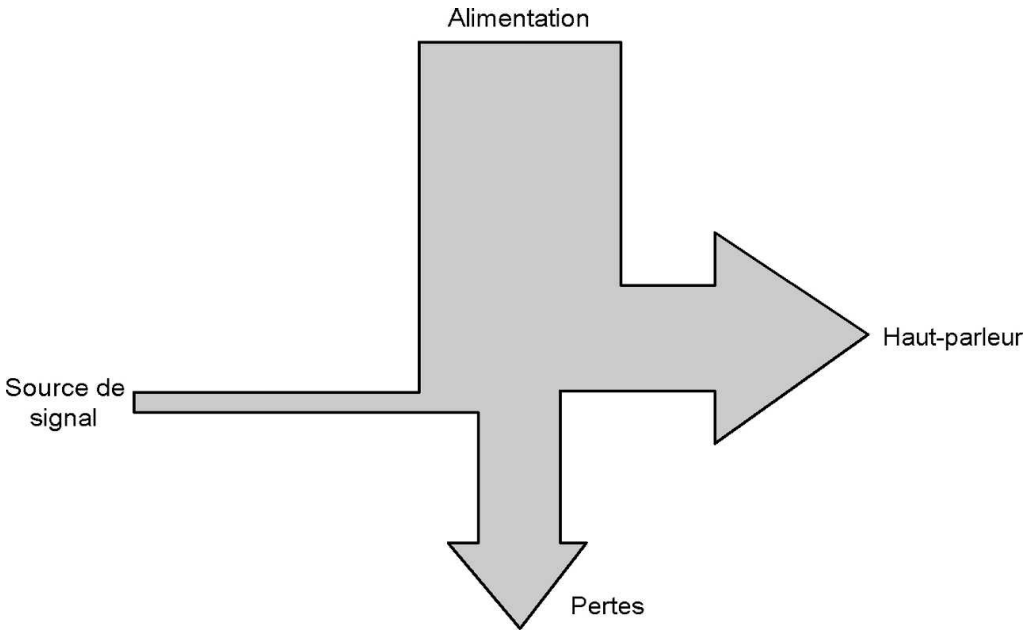


Figure 1.1 – Échanges énergétiques dans un amplificateur audio.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Lorsque l'alimentation est à l'intérieur d'un appareil et à son usage spécifique, on parle d'alimentation d'équipement. Il s'agit alors d'une ou de plusieurs sources de tensions continues selon les besoins du montage.

Un autre type d'alimentation répond à un besoin différent : l'alimentation de laboratoire. Il s'agit alors d'un appareil utile à l'électronicien pour ses manipulations et qui comprend une ou plusieurs sorties indépendantes délivrant des tensions ou des courants réglables par des potentiomètres accessibles sur la face avant et dont on peut lire les valeurs sur des indicateurs à aiguille ou à afficheurs électroluminescents. Le technicien peut ainsi disposer soit d'une source de tension avec limitation de courant, soit d'une source de courant avec limitation de tension. Ces fonctions sont très utiles pour relever les caractéristiques des composants ou alimenter les circuits en essai. De plus, l'alimentation de laboratoire possède des protections élaborées afin d'éviter les conséquences de manipulations erronées.

1.2 Alimentation à partir du réseau

Quand un appareil n'est pas mobile et que la puissance consommée n'est pas négligeable, on utilise des alimentations prélevant l'énergie sur le réseau de distribution électrique.

1.2.1 Caractéristiques du réseau

Le réseau monophasé délivre une tension sinusoïdale de fréquence et de valeur efficace données. En Europe, la fréquence nominale est $f = 50$ Hz et la valeur efficace nominale de la tension est $U = 230$ V.

Ces deux paramètres ne sont pas définis avec la même précision. La fréquence peut varier de 49,5 Hz à 50,5 Hz pendant 99,5 % d'une année et ne doit jamais sortir de l'intervalle 47 Hz à 52 Hz et la valeur efficace de la tension peut évoluer de $\pm$ 10 %, ce qui correspond à une plage de 207 V à 253 V. Les choix de composants dépendant de ces données doivent donc comporter des marges de sécurité suffisantes pour tenir compte de ces tolérances.

Il existe une norme européenne sur la qualité de la tension qui fait référence : la norme EN 50160. Adoptée par le Comité européen de normalisation électrique (CENELEC) en 1999, devenue norme française en 2000 et révisée en 2007 puis en 2011, cette norme définit des seuils pour un certain nombre de perturbations de l'onde de tension.

1.2.2 Pollution harmonique

Les courants harmoniques créés par les charges non linéaires comme les redresseurs entraînent de nombreux inconvénients pour le réseau : un surdimensionnement des installations (transformateurs, conducteurs, appareils de protection), un échauffement supplémentaire, un vieillissement prématuré de certains dispositifs et une éventuelle perturbation du fonctionnement des autres récepteurs. Ces phénomènes néfastes constituent la pollution harmonique.

Les limites autorisées pour les intensités efficaces des harmoniques de courant injectés par un appareil dans le réseau public d'alimentation basse tension sont précisées par la norme NF EN 61000-3-2 intitulée « Compatibilité électromagnétique (CEM) – Partie 3-2 : limites – Limites pour les émissions de courant harmonique (courant appelé par les appareils inférieur ou égal à 16 A par phase) ».

1.2.3 Alimentation non stabilisée

Une alimentation à partir du réseau est un convertisseur alternatif-continu. La solution la plus simple pour créer une source de tension continue à partir de la tension alternative du réseau comporte un transformateur et un redresseur avec filtre. C'est une alimentation non stabilisée (*figure 1.2*).

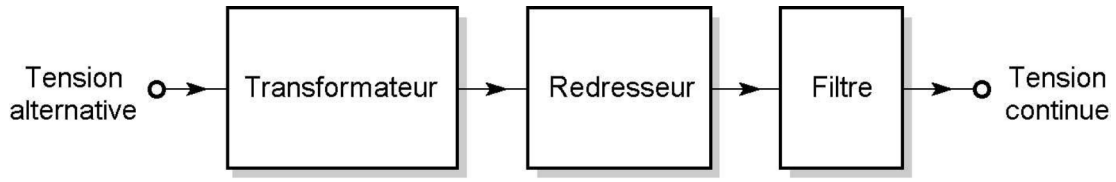


Figure 1.2 – Principe d'une alimentation non stabilisée.

Le transformateur permet à la fois d'assurer l'isolement entre l'appareil et le réseau et d'abaisser la valeur efficace de la tension pour la rendre compatible avec les niveaux habituellement exigés par les circuits électroniques. Son étude est menée au chapitre 2. L'isolement est souvent nécessaire, essentiellement pour des raisons de sécurité de l'utilisateur, mais aussi pour des problèmes de connexions entre appareils et de transmission des parasites.

Ensuite, le redresseur avec filtre permet de passer d'une tension alternative à une tension continue. Cette fonction est remplie par des circuits à diodes et condensateur qui sont détaillés au chapitre 3.

Le simple montage qui vient d'être décrit est en fait peu utilisé car la tension de sortie est facilement influencée par les perturbations et en particulier par la charge à alimenter. La qualité demandée pour les alimentations des circuits électroniques actuels exige une stabilisation, ou mieux, une régulation.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

1.2.4 Alimentation stabilisée ou régulée

Structure classique

Un étage supplémentaire permet de limiter l'influence des perturbations sur la tension de sortie (*figure 1.3*).

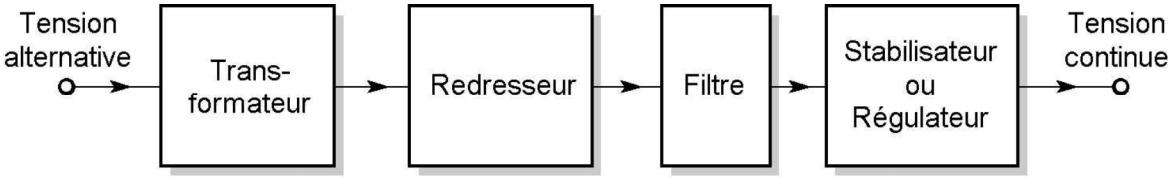


Figure 1.3 – Principe d'une alimentation stabilisée ou régulée (structure classique).

Si le circuit n'utilise que la non-linéarité de certains composants comme la diode Zener, on parle de stabilisateur. Tandis que si le montage fait appel à un asservissement, on le qualifie de régulateur.

L'élément qui agit sur la tension de sortie peut fonctionner soit en régime linéaire, soit en commutation (découpage). Le premier cas conduit à d'excellentes qualités en stabilisation et sa commande est assez facile. Par contre, le rendement est mauvais du fait des pertes importantes dans les composants actifs en régime linéaire. Le second cas permet d'atteindre un rendement plus élevé, mais il est source de parasites et il est un peu plus délicat pour sa commande. Le chapitre 4 expose quelques généralités sur la question et les chapitres 5 à 8 traitent successivement des stabilisateurs, des régulateurs linéaires puis des régulateurs à découpage.

Si les circuits cités jusqu'à présent constituent des sources de tension, on a parfois besoin de sources de courant, par exemple dans les alimentations de laboratoire. Le chapitre 9 étudie les montages qui permettent de convertir une tension en courant en assurant une stabilité correcte de ce dernier paramètre.

L'inconvénient de la structure classique décrite précédemment est d'employer un transformateur directement relié au réseau. Celui-ci est presque toujours nécessaire pour l'isolement, mais comme il fonctionne à 50 Hz, il est construit sur un noyau de fer lourd et encombrant.

Alimentation à découpage

Une alimentation à découpage a une structure différente (*figure 1.4*).

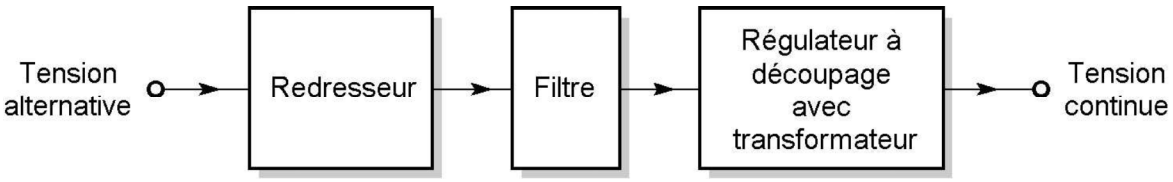


Figure 1.4 – Principe d'une alimentation à découpage.

Le redresseur avec filtre n'est pas isolé du réseau, mais c'est le régulateur à découpage qui contient un transformateur. Les diverses solutions sont évoquées aux

chapitres 7 et 8. L'intérêt est que le transformateur fonctionne à la fréquence élevée du découpage et qu'il est donc construit sur un noyau de ferrite moins lourd et moins encombrant. Toutefois, la régulation d'une telle alimentation est plus complexe puisque la boucle de retour doit elle aussi être isolée.

1.2.5 Alimentation haute tension

Quelques appareils ont besoin de tensions élevées pour fonctionner. Le chapitre 12 traite le cas particulier des redresseurs élévateurs qui permettent de répondre à cette demande.

1.2.6 Alimentation sans isolement

Dans certains cas exceptionnels, l'isolement du secteur n'est pas requis. La sécurité de l'utilisateur exige alors que l'ensemble du montage électronique soit placé dans un boîtier assurant un isolement adapté. On peut alors utiliser des montages simples et peu coûteux qui sont décrits au chapitre 13.

1.3 Alimentation à partir d'un générateur électrochimique

De plus en plus d'appareils électroniques sont portables. Il leur faut donc une alimentation autonome. Heureusement, l'évolution de la technologie permet de disposer de circuits électroniques dont la consommation est relativement faible. Un générateur électrochimique (pile, accumulateur ou plus rarement pile à combustible) peut être utilisé comme source d'énergie.

1.3.1 Types de générateur électrochimique

Les trois catégories de générateurs électrochimiques (pile, accumulateur, pile à combustible) utilisent différentes technologies ayant des performances variées. Le chapitre 16 résume les notions correspondantes.

1.3.2 Convertisseur de tension linéaire

La tension de sortie d'un générateur électrochimique n'est pas bien constante. Elle dépend de son état de charge et du courant débité. Il faut donc lui ajouter un régulateur pour obtenir une tension stable. De plus, on souhaite souvent obtenir une tension continue différente de celle qui est déjà disponible grâce à une pile ou une batterie. Abaisser le niveau peut être réalisé par un régulateur linéaire, identique dans son principe à ceux qui sont utilisés dans les alimentations à partir du réseau. Toutefois, les modèles à faible chute de tension et à faible consommation présentent un intérêt particulier dans ce domaine (chapitre 6).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

1.3.3 Convertisseur de tension à découpage

Seuls les régulateurs à découpage sont capables d'abaisser ou d'élever une tension ou d'inverser sa polarité (chapitres 7 et 8).

1.3.4 Convertisseur de tension sans bobinage

Pour de faibles puissances, il existe des circuits un peu différents qui, tout en utilisant des composants actifs en commutation ne nécessitent pas de bobinage comme les régulateurs à découpage habituels. Ils sont traités au chapitre 11.

1.4 Alimentation par récolte d'énergie

Pour s'affranchir du changement de piles ou de la recharge des accumulateurs, certains appareils autonomes à faible consommation utilisent la récolte d'énergie.

1.4.1 Principes utilisés

La récolte d'énergie peut se faire à partir de sources variées et par des dispositifs utilisant différents principes. Cette technologie en plein développement est traitée au chapitre 17.

1.4.2 Convertisseur de tension continue sans bobinage

Quand la tension obtenue est continue, elle est souvent trop faible et il faut l'augmenter. C'est en général le rôle d'un convertisseur de tension continue sans bobinage (chapitre 11), mais ce sont les modèles fortement élévateurs qui sont alors nécessaires.

1.4.3 Redresseur élévateur

Quand la tension obtenue est alternative, il faut à la fois la redresser et augmenter son niveau. C'est le rôle de circuits analogues à ceux qui sont employés dans les alimentations haute tension, mais avec des ordres de grandeur totalement différents (chapitre 12).

CHAPITRE 2

TRANSFORMATEUR

Le transformateur est présent dans presque toutes les alimentations branchées sur le secteur. Il assure l'isolement entre le réseau et l'appareil. De plus, dans les alimentations classiques, il permet d'abaisser la tension efficace du secteur à une valeur compatible avec les nécessités des circuits électroniques.

L'étude du transformateur d'alimentation diffère des théories classiques de l'électrotechnique : d'une part, les courants ne sont pas sinusoïdaux et d'autre part, les approximations faites pour les transformateurs de forte puissance ne sont pas toujours justifiées pour les petites unités.

2.1 Principe

Un transformateur monophasé est constitué d'un noyau ferromagnétique fermé réalisé avec un matériau de forte perméabilité sur lequel sont placés deux enroulements. L'une de ces bobines, appelée *primaire*, est alimentée par une source de tension alternative. Un flux magnétique est alors créé dans le noyau. L'autre enroulement, nommé *secondaire,* est le siège d'une force électromotrice induite.

Si le circuit est fermé sur un récepteur, il apparaît un courant qui donne une force magnétomotrice s'opposant à celle du primaire. Comme le flux est imposé par la tension de la source alternative, la force magnétomotrice résultante est inchangée et le primaire appelle un courant qui permet le maintien de l'état magnétique du noyau. On peut ainsi transférer une puissance du primaire vers le secondaire sans aucun contact électrique.

Dans son principe, l'appareil est réversible, l'un quelconque des enroulements pouvant être choisi comme primaire. En pratique, le rôle des deux bobines est cependant bien défini.

Sur les schémas, un transformateur peut être représenté par l'un des deux symboles indiqués sur la *figure 2.1*. Le premier fait apparaître les deux enroulements, séparés par un trait qui rappelle la présence du noyau ferromagnétique.

Toutefois, ces symboles sont insuffisants pour connaître totalement le transformateur car les deux extrémités des enroulements ne sont pas équivalentes. En effet, le sens de bobinage détermine le sens du champ magnétique créé et donc les polarités

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

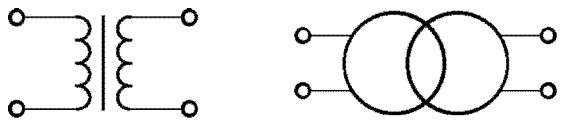


Figure 2.1 – Symboles d'un transformateur monophasé.

instantanées des tensions induites. Les deux possibilités sont le pas à gauche et le pas à droite (*figure 2.2*).

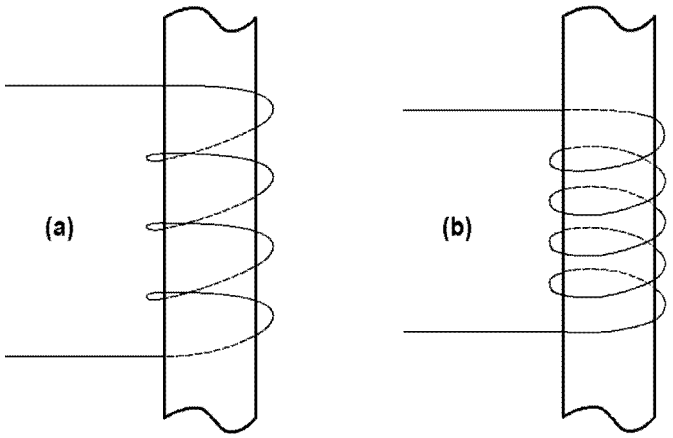


Figure 2.2 – Sens de bobinage : pas à gauche (a) et pas à droite (b).

L'important est de savoir si les deux enroulements sont de même sens ou de sens contraire. On a illustré les deux cas en représentant les deux bobines sur des colonnes opposées du circuit magnétique pour la clarté du schéma, bien que cela ne corresponde pas à la disposition réelle d'un transformateur (*figure 2.3*).

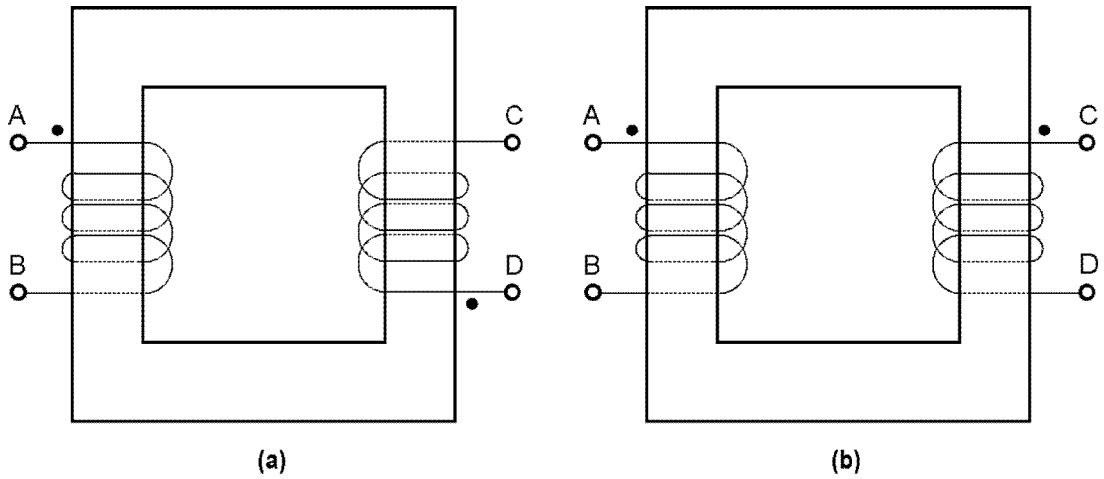


Figure 2.3 – Deux bobinages de même sens (a) ou de sens contraire (b).

Pour conserver une information sur les sens de bobinage avec le symbole du transformateur, une extrémité de chaque enroulement est munie d'un point (*figure 2.4*).

Ces bornes homologues correspondent à des points de même polarité instantanée. En effet, si à un instant donné la borne A du transformateur (a) est à une tension positive par rapport à l'autre extrémité B du primaire, le courant entre par A (le

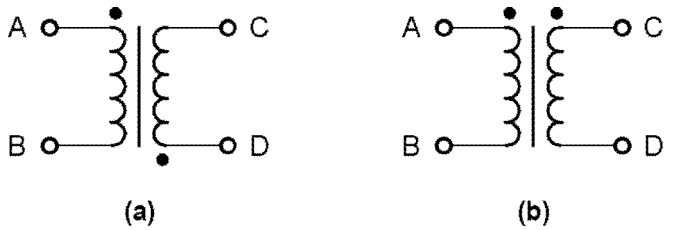


Figure 2.4 – Pointage des enroulements.

primaire est un récepteur) et crée un flux qui induit une force électromotrice dans le secondaire telle que la borne D soit positive par rapport à C. Si une charge est connectée sur le transformateur, le courant sortira à cet instant de la borne D (le secondaire est un générateur). Par contre, sur le transformateur (b), c'est la borne C qui serait positive par rapport à D à cet instant.

Avant de mettre en équations le transformateur, il est nécessaire de bien préciser les conventions de signe adoptées pour les différentes grandeurs électriques et magnétiques. Beaucoup de possibilités existent et il ne faut pas s'étonner de voir dans plusieurs ouvrages des formules qui diffèrent par leur signe : aucune n'est fausse, mais les auteurs ont simplement utilisé des conventions différentes. Pour notre part, nous choisirons les définitions qui suivent au plus près la réalité physique (*figure 2.5*).

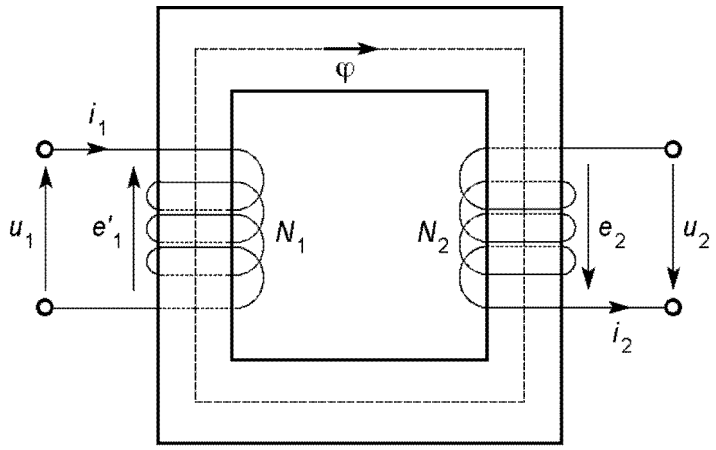


Figure 2.5 – Conventions de signe.

Ces conventions ont de plus l'avantage de faire apparaître des signes + dans les principales relations pratiques. Les enroulements ont été choisis de même sens, ce qui est *a priori* le plus naturel.

La première orientation est arbitraire : on a choisi le sens de parcours du circuit magnétique afin de pouvoir attribuer un signe aux flux. La bobine primaire est ensuite orientée en concordance avec le circuit magnétique : un courant primaire positif crée un flux positif. Par contre, le secondaire est orienté de telle façon qu'un courant positif crée un flux négatif. Cela correspond à la réalité physique puisque le primaire magnétise le noyau tandis que le secondaire tend à le démagnétiser.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Pour les tensions, on utilise la convention récepteur pour le primaire (qui constitue un récepteur vis-à-vis de la source) et la convention générateur pour le secondaire (qui constitue un générateur vis-à-vis de la charge). Pour le primaire, on définit une force contre-électromotrice d'induction (une force contre-électromotrice positive tend à faire circuler un courant négatif) et pour le secondaire, on définit une force électromotrice (une force électromotrice positive tend à faire circuler un courant positif). Encore une fois, ce choix correspond au rôle réel des enroulements.

2.2 Transformateur idéal

Des hypothèses très simplificatrices permettent de rendre compte des propriétés essentielles du dispositif : c'est le modèle du transformateur idéal. On considère que le circuit magnétique a une réluctance nulle et n'est source d'aucune perte, et que les enroulements ont une résistance nulle.

La loi de Faraday exprime la force contre-électromotrice e'_1 du primaire en fonction du flux φ et du nombre de spires N_1 de cet enroulement :

$$e'_1 = N_1 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}$$

Le secondaire est traversé par le même flux, canalisé sans aucune fuite puisque la réluctance du circuit magnétique est nulle. La force électromotrice du secondaire s'exprime donc en fonction du flux φ et du nombre de spires N_2 de cette bobine :

$$e_2 = N_2 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}$$

Comme les enroulements n'ont pas de résistance, la tension u_1 appliquée au primaire est égale à la force contre-électromotrice :

$$u_1 = e'_1 = N_1 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}$$

Le flux est forcé : la tension de la source impose l'état magnétique du noyau.

La tension présente aux bornes du secondaire est égale à la force électromotrice induite :

$$u_2 = e_2 = N_2 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}$$

Le quotient des deux tensions est constant :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{N_2}{N_1} = k$$

Le nombre k est appelé rapport de transformation de l'appareil. Certains auteurs préfèrent utiliser le quotient inverse m et écrire :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{1}{m}$$

Si $k > 1$, le transformateur est élévateur, si $k < 1$, il est abaisseur et si $k = 1$, l'appareil est un transformateur d'isolement.

Comme la réluctance du circuit magnétique est nulle, la relation d'Hopkinson impose une condition sur le courant i_1 du primaire et le courant i_2 du secondaire qui s'écrit :

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = 0$$

soit :

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{1}{k}$$

Le rapport des intensités est l'inverse de celui des tensions.

Pour établir les relations entre tensions et entre courants lorsque le transformateur est représenté par son symbole, il suffit de suivre ces deux règles : les tensions des extrémités pointées ont même polarité instantanée et les forces magnétomotrices sont munies d'un signe + dans la relation d'Hopkinson si la flèche d'orientation du courant entre par une extrémité pointée, et d'un signe − dans le cas contraire (*figure 2.6*).

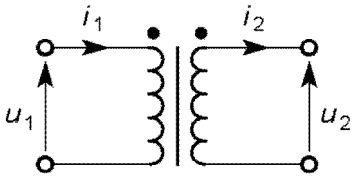


Figure 2.6 – Premier cas.

On remarque que l'on a inversé la position du secondaire par rapport à la disposition réelle. Cela n'a aucune importance puisque le circuit magnétique n'est plus représenté, mais que le sens relatif des bobinages est connu par le pointage.

La représentation est ainsi conforme aux habitudes pour un quadripôle (flèches des tensions vers le haut). Par application directe des règles précédentes, on écrit :

$$\frac{u_2}{u_1} = k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{k}$$

Trois autres cas sont possibles. Pour le deuxième (*figure 2.7*), on a :

$$\frac{u_2}{u_1} = -k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{1}{k}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

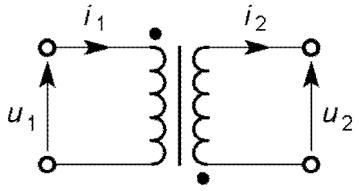


Figure 2.7 – Deuxième cas.

Pour le troisième cas (*figure 2.8*), on écrit :

$$\frac{u_2}{u_1} = k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = -\frac{1}{k}$$

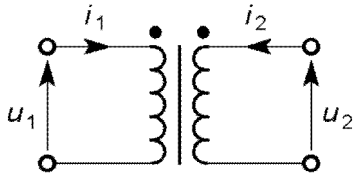


Figure 2.8 – Troisième cas.

Enfin, pour le quatrième cas (*figure 2.9*), on a :

$$\frac{u_2}{u_1} = -k$$

$$\frac{i_2}{i_1} = \frac{1}{k}$$

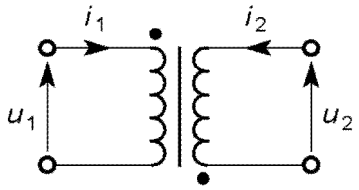


Figure 2.9 – Quatrième cas.

Quatre formes différentes peuvent ainsi être obtenues pour les deux relations de base d'un transformateur, selon les conventions de signe choisies. Dans la suite, nous nous placerons toujours dans le premier cas (signe + dans les deux relations).

Le transformateur idéal transmet l'énergie du primaire vers le secondaire sans aucune perte (rendement 100 %). En effet, la puissance instantanée appelée au réseau est :

$$p_1 = u_1 i_1$$

et la puissance fournie à la charge est :

$$p_2 = u_2 i_2$$

Compte tenu des relations entre tensions et entre courants, on a bien :

$$p_2 = ku_1\frac{i_1}{k} = u_1 i_1 = p_1$$

Une propriété intéressante du transformateur idéal concerne le transfert d'une résistance en série avec le primaire vers le secondaire, ou l'opération inverse (*figure 2.10*).

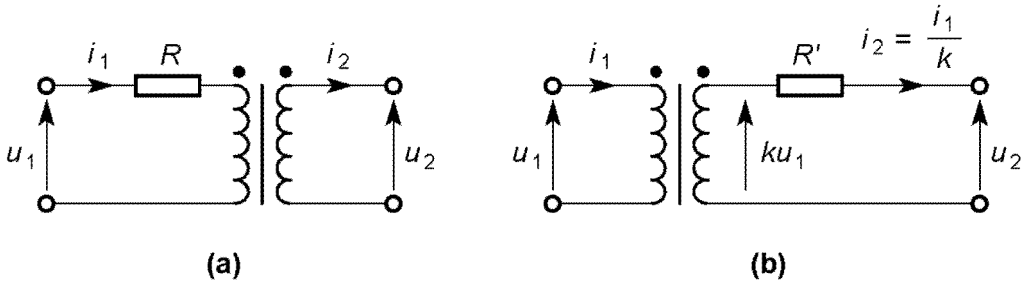


Figure 2.10 – Transfert d'une résistance du primaire vers le secondaire.

On peut écrire pour le circuit (a) :

$$u_2 = k\,(u_1 - Ri_1)$$

et pour le circuit (b) :

$$u_2 = ku_1 - R'\frac{i_1}{k}$$

Les deux relations sont identiques à condition que :

$$R' = k^2 R$$

On peut donc déplacer une résistance du primaire vers le secondaire, en multipliant sa valeur par le carré du rapport de transformation. Inversement, il est possible de déplacer une résistance du secondaire vers le primaire en divisant sa valeur par le carré du rapport de transformation. Ces deux propriétés sont également valables pour les inductances. Ces résultats sont utilisés pour modifier des schémas afin d'en faciliter l'emploi.

2.3 Transformateur réel

Le comportement des transformateurs s'écarte en plusieurs points de celui qui est prévu avec le modèle idéal. Tout d'abord, les enroulements présentent une certaine résistance, soit r_1 pour le primaire et r_2 pour le secondaire, ce qui conduit à des pertes par effet Joule. Ensuite, il existe des fuites de flux. Les lignes de champ ne se referment pas toutes dans le matériau ferromagnétique, certaines ont leur trajet partiellement dans l'air (*figure 2.11*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

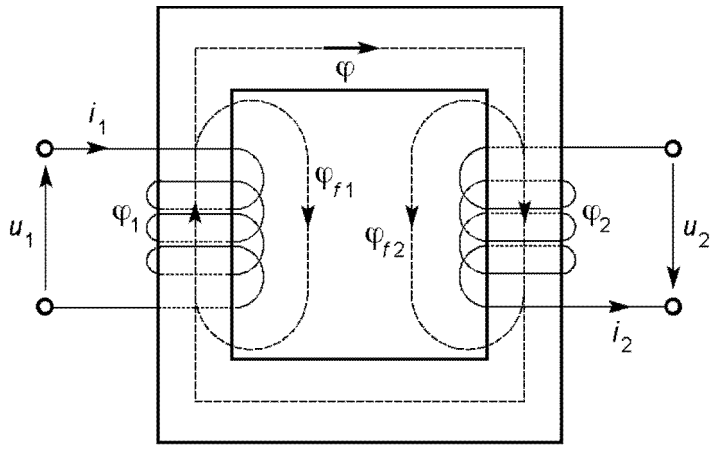


Figure 2.11 – Fuites de flux.

Le flux qui traverse le primaire est ainsi un peu différent de celui qui traverse le secondaire. En appelant φ le flux dans le circuit magnétique commun aux deux enroulements, φ_{f1} et φ_{f2} les flux de fuites pour le primaire et pour le secondaire, on peut exprimer les flux réels φ_1 et φ_2 dans les deux bobines :

$$\varphi_1 = \varphi + \varphi_{f1}$$

$$\varphi_2 = \varphi - \varphi_{f2}$$

Les réluctances des circuits magnétiques des fuites sont constantes car elles sont dues essentiellement à l'air (la réluctance de la partie ferromagnétique est très faible) et on peut écrire deux relations d'Hopkinson :

$$N_1 i_1 = \mathcal{R}_{f1}\varphi_{f1}$$
$$N_2 i_2 = \mathcal{R}_{f2}\varphi_{f2}$$

On en déduit l'expression de la force contre-électromotrice du primaire et celle de la force électromotrice du secondaire :

$$e'_1 = N_1 \frac{\mathrm{d}\varphi_1}{\mathrm{d}t} = N_1 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} + \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{f1}} \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}$$

$$e_2 = N_2 \frac{\mathrm{d}\varphi_2}{\mathrm{d}t} = N_2 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} - \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{f2}} \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}$$

On définit alors les inductances de fuites des deux bobines par :

$$l_1 = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}_{f1}}$$
$$l_2 = \frac{N_2^2}{\mathcal{R}_{f2}}$$

On a ainsi :

$$e'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + l_1 \frac{di_1}{dt}$$
$$e_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt} - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

Les lois des mailles appliquées aux circuits primaire et secondaire s'écrivent :

$$u_1 = e'_1 + r_1 i_1$$
$$u_2 = e_2 - r i_2$$

soit finalement :

$$u_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt} + r_1 i_1 + l_1 \frac{di_1}{dt}$$
$$u_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt} - r_2 i_2 - l_2 \frac{di_2}{dt}$$

En toute rigueur, le flux ne dépend pas seulement de la tension de la source, mais aussi de l'intensité au primaire. Toutefois, dans la pratique, la chute de tension dans r_1 et l_1 reste faible par rapport à la tension appliquée. On peut continuer à considérer que le flux est imposé par la source qui alimente le primaire, bien que ce résultat ne soit qu'approché.

Le rapport des tensions n'est pas constant, mais on peut se ramener à la relation valable pour un transformateur idéal en ne considérant que les grandeurs :

$$u'_1 = N_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

et :

$$u'_2 = N_2 \frac{d\varphi}{dt}$$

On a ainsi :

$$\frac{u'_2}{u'_1} = \frac{N_2}{N_1} = k$$

En ce qui concerne les courants, une autre modification apparaît car la réluctance du circuit magnétique est faible, mais n'est pas nulle. La relation d'Hopkinson s'écrit donc :

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 = \mathcal{R}\varphi$$

Le rapport des courants n'est pas constant, mais on peut écrire :

$$i_1 = \frac{N_2}{N_1} i_2 + \frac{\mathcal{R}\varphi}{N_1}$$

Cette relation peut devenir :

$$i_1 = i_{1t} + i_0$$

en posant :

$$i_{1t} = k i_2 \quad \text{et} \quad i_0 = \frac{\mathcal{R}\varphi}{N_1}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

i_{1t} est appelé courant de travail ou courant utile, car c'est lui qui assure le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire.

Le transformateur réel peut être décrit par un schéma équivalent pour rendre compte de l'ensemble des imperfections (*figure 2.12*).

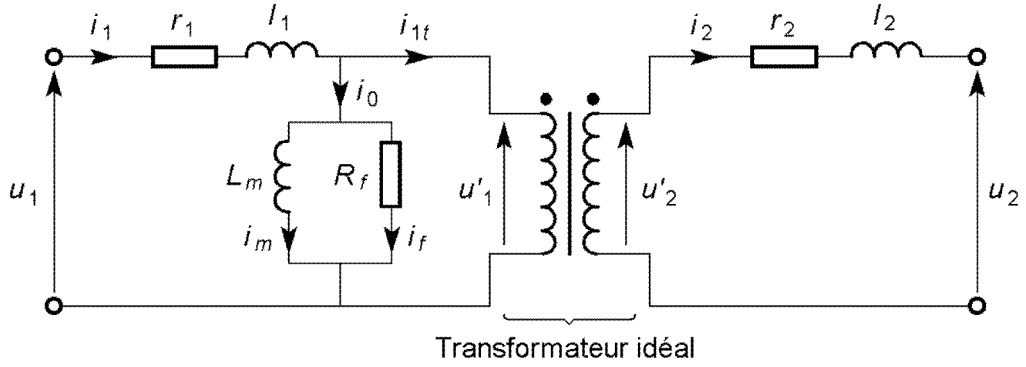


Figure 2.12 – Schéma équivalent du transformateur réel.

Ce modèle fait intervenir un transformateur idéal fictif, associé à des résistances et des inductances. Les lois des mailles pour l'entrée et la sortie du circuit donnent bien :

$$u_1 = u'_1 + r_1 i_1 + l_1 \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t}$$

$$u_2 = u'_2 - r_2 i_2 - l_2 \frac{\mathrm{d}i_2}{\mathrm{d}t}$$

Le transformateur idéal assure les relations :

$$u'_2 = k u'_1$$

$$i_{1t} = k i_2$$

La branche placée en parallèle sur le primaire permet d'avoir :

$$i_1 = i_{1t} + i_0$$

Si la réluctance du circuit magnétique était constante, cette branche ne comporterait qu'une bobine idéale d'inductance :

$$L_m = \frac{N_1^2}{\mathcal{R}}$$

On aurait bien :

$$u'_1 = N_1 \frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = L_m \frac{\mathrm{d}i_0}{\mathrm{d}t}$$

Cependant, les non-linéarités du matériau magnétique (saturation et hystérésis) compliquent les choses. Les effets magnétiques et énergétiques peuvent toutefois être correctement décrits en modélisant la branche considérée par une inductance L_m en parallèle avec une résistance R_f. Ce dernier élément permet de rendre compte des pertes ferromagnétiques (dues à l'hystérésis et aux courants de Foucault). La justification précise de cette représentation sera faite au paragraphe suivant dans le cas particulier d'une tension d'alimentation sinusoïdale.

Le schéma équivalent complet décrit bien le fonctionnement du transformateur, mais son usage est difficile et surtout ses paramètres sont de mesure délicate. On préfère donc utiliser un schéma simplifié plus commode d'emploi. Pour cela, on estime que la circulation du courant i_0 dans r_1 et l_1 n'apporte qu'une chute de tension négligeable. La branche L_m, R_f est reportée à l'entrée du schéma (*figure 2.13*), puis la résistance et l'inductance sont ramenées au secondaire (*figure 2.14*). Du fait de la multiplication par k^2 de la résistance et de l'inductance du primaire, on a :

$$R_S = r_2 + k^2 r_1$$

$$L_S = l_2 + k^2 l_1$$

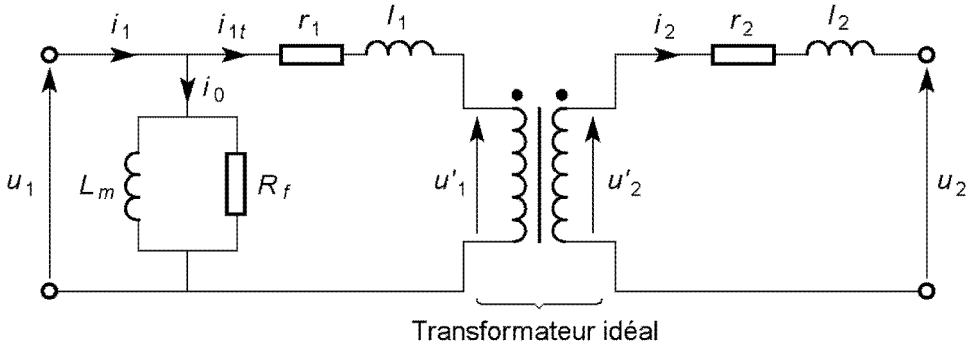


Figure 2.13 – Schéma équivalent approché.

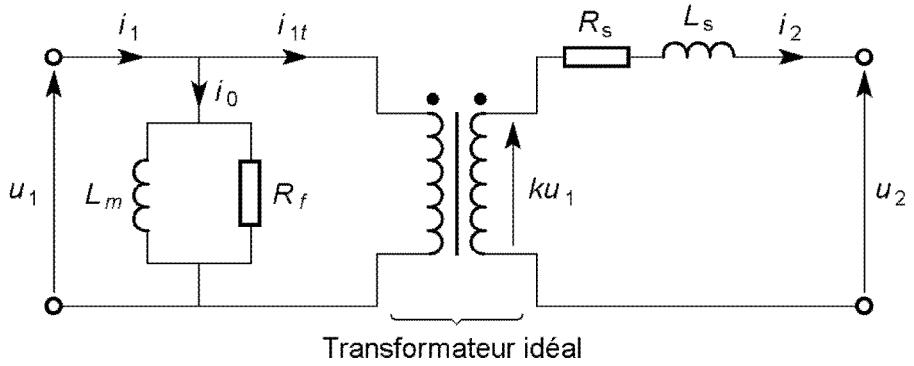


Figure 2.14 – Schéma équivalent avec résistance et inductance ramenées au secondaire.

2.4 Transformateur en charge sur redresseur

Le transformateur d'une alimentation continue classique fonctionne dans des conditions particulières. Le primaire étant branché sur le réseau, la tension appliquée est sinusoïdale, de fréquence 50 Hz et de valeur efficace 230 V :

$$u_1 = U_1\sqrt{2}\cos\omega t \quad \text{avec} \quad U_1 = 230\ \text{V} \quad \text{et} \quad \omega = 314\ \text{rad}\cdot\text{s}^{-1}$$

Le secondaire débitant sur un redresseur muni d'un filtre capacitif, le courant a la forme d'impulsions. Dans le cas d'un redressement monophasé, les impulsions

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

sont unidirectionnelles (*figure 2.15*) et l'intensité moyenne n'est pas nulle. Par contre, dans le cas du redressement biphasé (pont de Graetz), les impulsions sont bidirectionnelles (*figure 2.16*) et l'intensité moyenne est nulle.

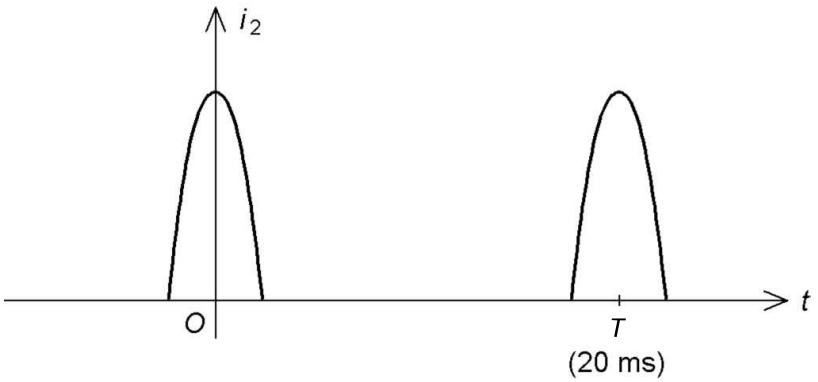


Figure 2.15 – Allure du courant appelé par un redresseur monophasé.

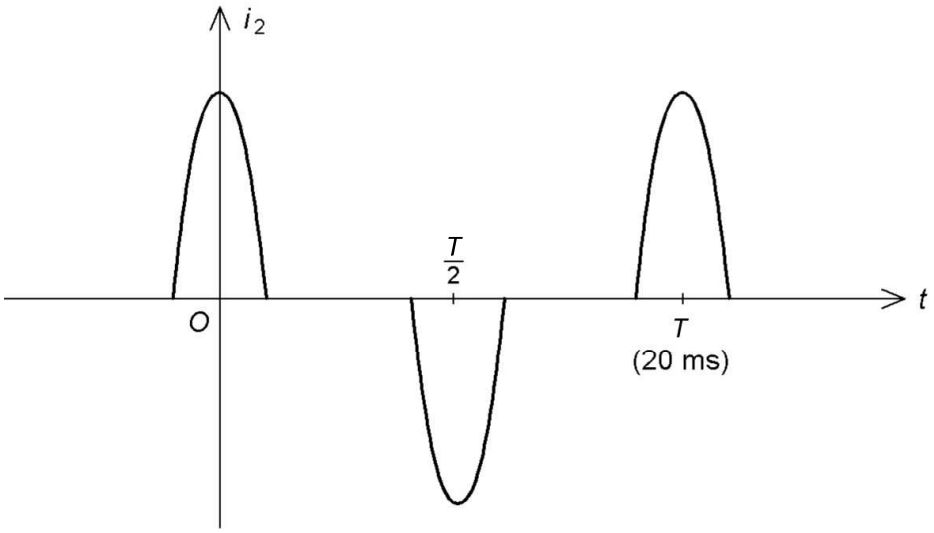


Figure 2.16 – Allure du courant appelé par un redresseur biphasé en pont de Graetz.

Le flux est forcé par la tension appliquée au primaire. En négligeant la chute de tension dans r_1 et l_1, on a :

$$u_1 \approx N_1 \frac{d\varphi}{dt}$$

et donc :

$$\frac{d\varphi}{dt} = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1} \cos \omega t$$

On en déduit :

$$\varphi = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1 \omega} \sin \omega t + \Phi_0$$

Φ_0 est une constante d'intégration qui n'est nulle que si le courant débité par le transformateur est alternatif (cas du redressement biphasé). Dans le cas contraire

(redressement monophasé), Φ_0 constitue une composante continue du flux qui tend à saturer le noyau ferromagnétique. Dans tous les cas, l'amplitude de la composante alternative du flux est :

$$\Phi_M = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega}$$

On en déduit la relation de Boucherot :

$$U_1 = \sqrt{2}\pi N_1 f \Phi_M$$

La relation entre les intensités dépend beaucoup de la présence éventuelle d'une composante continue dans le courant de sortie du transformateur. En effet, un courant constant crée un flux constant qui n'induit pas de force contre-électromotrice et donc ne produit pas de courant au primaire.

On dit que la valeur moyenne de la force magnétomotrice du secondaire ne peut pas être compensée par la force magnétomotrice du primaire. Il en résulte une augmentation importante du courant magnétisant. La relation approchée entre les intensités, obtenue en négligeant la composante alternative du courant magnétisant s'écrit :

$$i_1 = k\,(i_2 - I_{20})$$

où I_{20} est la valeur moyenne du courant au secondaire.
Au paragraphe précédent, nous avons abordé le problème de la non-linéarité du matériau ferromagnétique. Il est possible de préciser les choses lorsque la tension d'entrée est sinusoïdale. En effet, nous avons vu que dans ce cas le flux est également sinusoïdal, à condition que la chute de tension dans r_1 et l_1 puisse être négligée (et si le courant secondaire n'a pas de composante continue). La saturation et l'hystérésis font que la force magnétomotrice résultante $\mathscr{E}$ n'est pas sinusoïdale. Pour déterminer ses variations, il suffit de faire une construction graphique sur le cycle d'hystérésis du matériau (*figure 2.17*).

Il en résulte que la force magnétomotrice est une fonction périodique de même fréquence que la tension d'alimentation, mais déformée par un certain nombre d'harmoniques. Du fait de la symétrie de la courbe, il n'existe pas d'harmoniques de rang pair. De plus, pour se ramener au schéma équivalent, nous écrirons la décomposition sur le courant i_0 plutôt que sur $\mathscr{E}$, ce qui revient au même puisque :

$$\mathscr{E} = N_1 i_0$$

On a ainsi :

$$i_0 = I_{01}\sqrt{2}\cos(\omega t - \psi_1) + I_{03}\sqrt{2}\cos(3\omega t - \psi_3) + I_{05}\sqrt{2}\cos(5\omega t - \psi_5) + \ldots$$

La valeur efficace de ce courant est :

$$I_0 = \sqrt{I_{01}^2 + I_{03}^2 + I_{05}^2 + \ldots}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

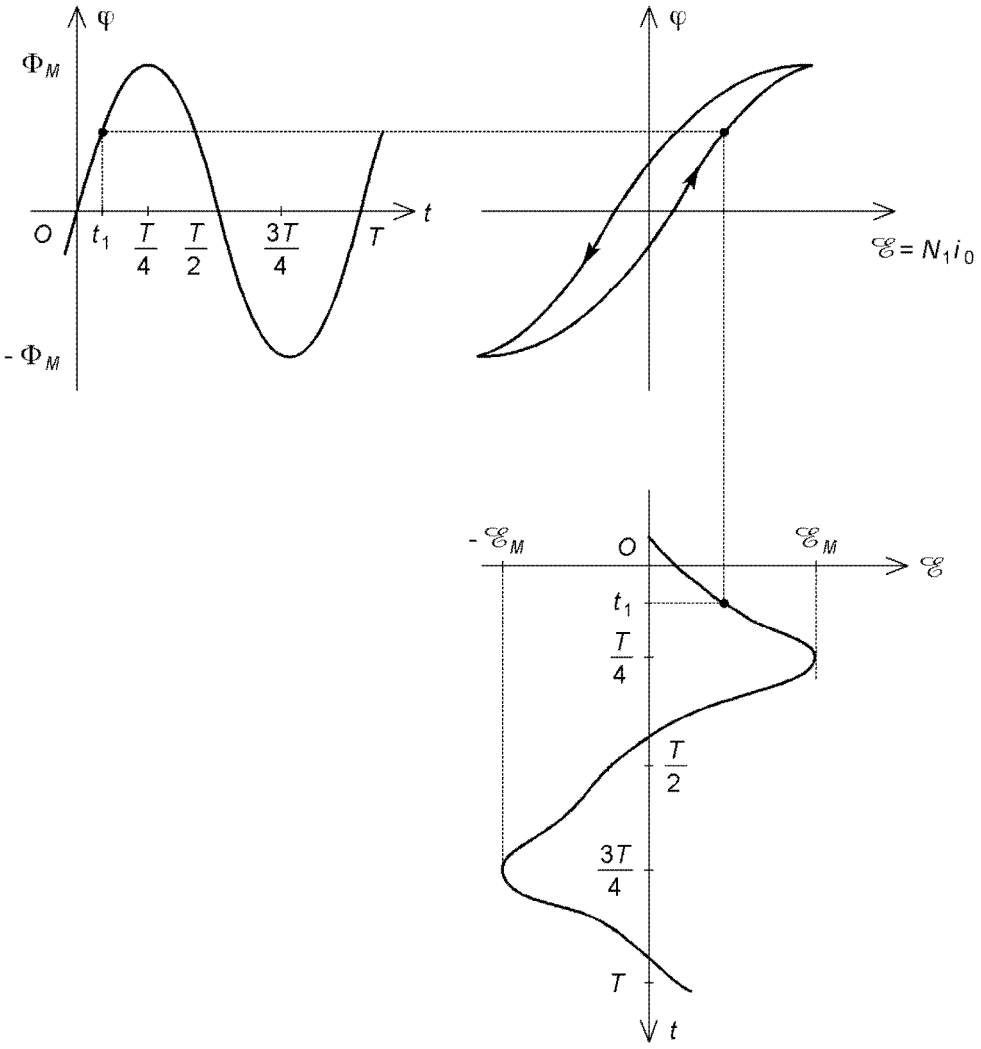


Figure 2.17 – Construction de la courbe des variations de la force magnétomotrice résultante.

Pour simplifier l'étude, on convient de remplacer le courant i_0 par un courant sinusoïdal fictif i'_0 ayant même valeur efficace I_0 et dont le déphasage par rapport à la tension u'_1 (ou pratiquement u_1) est tel que :

$$\cos\psi = \frac{P_f}{U'_1 I_0}$$

P_f représentant les pertes ferromagnétiques du circuit. Cette substitution permet de respecter le comportement énergétique réel. Le courant i'_0 peut être décomposé en une composante active i_f (en phase avec u'_1) et une composante réactive i_m (en phase avec φ) comme l'indique le diagramme de Fresnel (*figure 2.18*).

ψ étant proche de π/2, on préfère utiliser son complémentaire α (appelé angle d'avance hystérétique). La composante active i_f rend compte des pertes par hystérésis et par courants de Foucault :

$$I_f = I_0 \cos\psi = \frac{P_f}{U'_1}$$

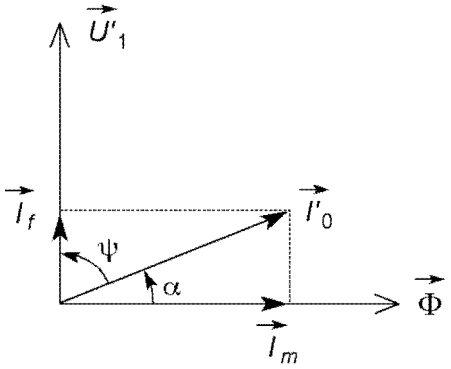


Figure 2.18 – Diagramme de Fresnel représentant la décomposition du courant i'_0.

Cela justifie la représentation de ces pertes par une résistance R_f sur le schéma équivalent :

$$R_f = \frac{U_1'^2}{P_f} = \frac{U_1'}{I_f}$$

La composante réactive i_m est appelée courant magnétisant car elle correspond à la consommation de puissance réactive nécessaire à la magnétisation du circuit :

$$Q_m = U_1' I_m$$

Ce point de vue est cependant un peu artificiel car c'est le courant réel i_0 qui provoque la magnétisation (c'est lui qui apparaît dans le théorème d'Ampère). On peut ainsi justifier la représentation de cette consommation de puissance réactive par une inductance sur le schéma équivalent :

$$L_m \omega = \frac{U_1'^2}{Q_m} = \frac{U_1'}{I_m}$$

Le courant appelé au primaire d'un transformateur chargé par un redresseur est la somme du courant utile de même forme impulsionnelle que le courant au secondaire et du courant i_0 dont nous venons de déterminer l'allure (*figure 2.19*). La forme du courant obtenu est assez complexe et il n'existe pas de relation simple permettant de déterminer ses caractéristiques.

La tension présente au secondaire du transformateur est une sinusoïde un peu déformée (*figure 2.20*). En effet, l'appel de courant provoque une chute de tension pendant de brèves impulsions.

Nous pouvons procéder à un bilan des puissances en considérant le schéma simplifié. Comme la tension d'entrée est sinusoïdale, la puissance moyenne appelée au réseau n'est due qu'au fondamental du courant (intensité efficace I_{11} et déphasage ψ_{11} par rapport à la tension appliquée) :

$$P_1 = U_1 I_{11} \cos \psi_{11}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

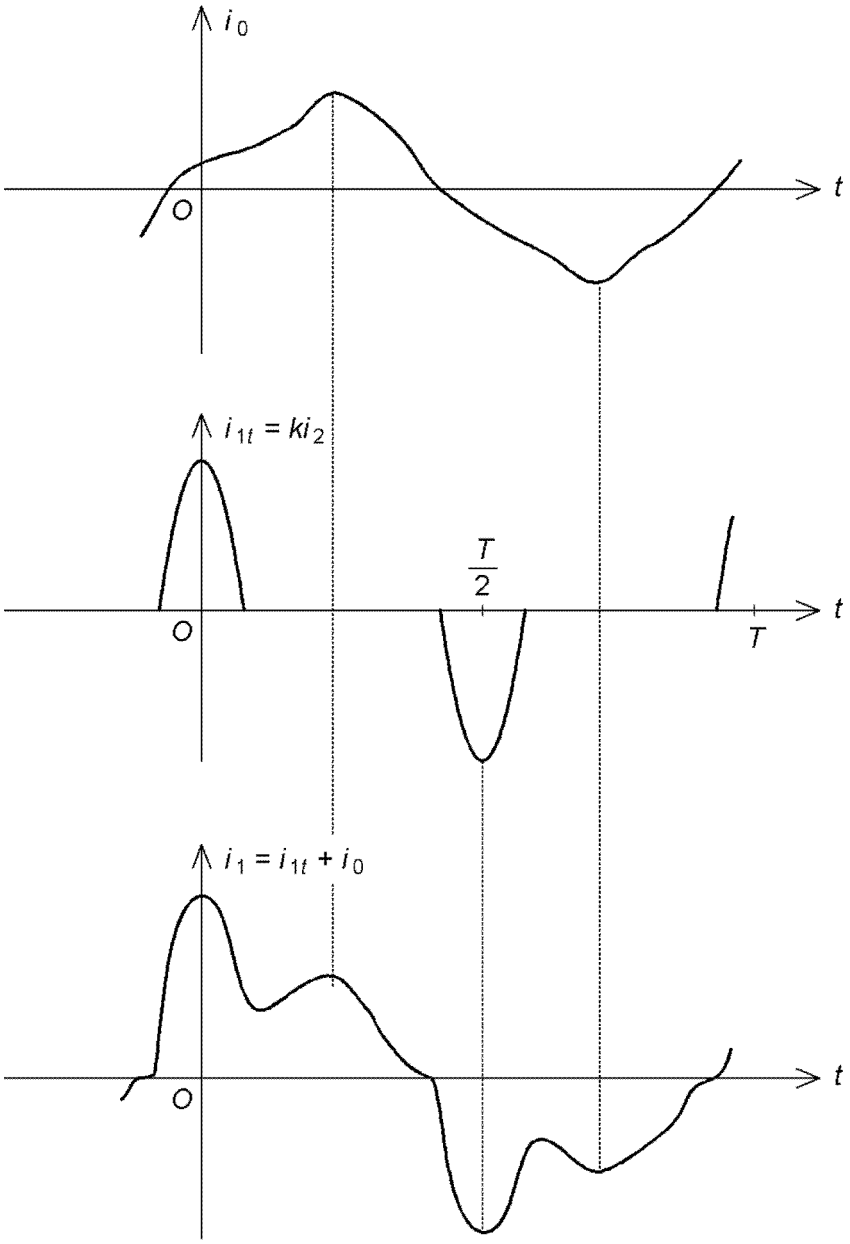


Figure 2.19 – Allure des variations du courant appelé par le primaire.

Les pertes ferromagnétiques sont consommées dans la résistance R_f :

$$P_f = \frac{U_1^2}{R_f}$$

Les pertes par effet Joule s'expriment en fonction de la valeur efficace des courants, soit pour le schéma approché :

$$P_j = R_S I_2^2$$

La puissance disponible au secondaire est alors :

$$P_2 = P_1 - P_f - P_j$$

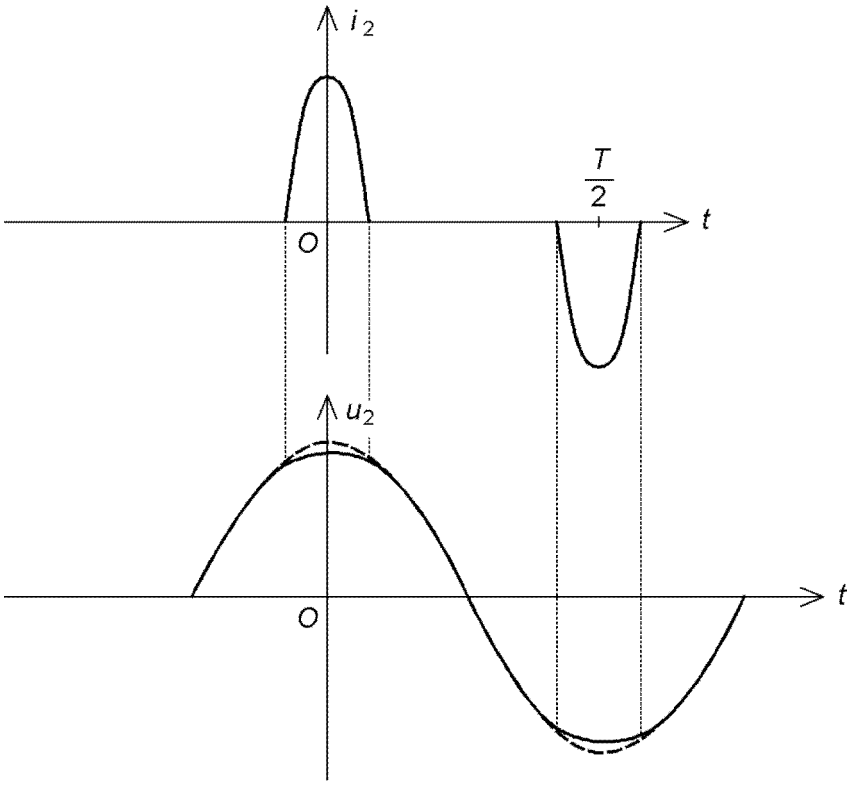


Figure 2.20 – Déformation de la tension au secondaire par le passage des impulsions de courant.

2.5 Mise sous tension d'un transformateur

Le fait d'appliquer brusquement la tension nominale au primaire d'un transformateur entraîne un régime transitoire qui provoque une surintensité conduisant parfois au déclenchement des dispositifs de protection.

En choisissant l'origine des temps au moment de la mise sous tension, la différence de potentiel appliquée au primaire peut s'écrire :

$$u_1 = U_1\sqrt{2}\cos(\omega t + \alpha)$$

En négligeant les chutes de tension au primaire, le flux est forcé :

$$u_1 = N_1\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t}$$

soit :

$$\frac{\mathrm{d}\varphi}{\mathrm{d}t} = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1}\cos(\omega t + \alpha)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Après intégration, on obtient :

$$\varphi = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega}\sin(\omega t + \alpha) + K$$

On calcule la constante d'intégration K en écrivant qu'à la mise sous tension, le flux est le flux rémanent Φ_r, fonction de l'usage antérieur du circuit magnétique :

$$\Phi_r = \frac{U_1\sqrt{2}}{N_1\omega}\sin\alpha + K$$

En introduisant l'amplitude Φ_M du flux en régime permanent, on obtient :

$$K = -\Phi_M \sin\alpha + \Phi_r$$

L'expression du flux est alors :

$$\varphi = \Phi_M[\sin(\omega t + \alpha) - \sin\alpha] + \Phi_r$$

Le maximum est atteint lorsque le sinus vaut 1 :

$$\varphi_{max} = \Phi_M(1 - \sin\alpha) + \Phi_r$$

Le cas le plus défavorable (valeur la plus élevée) se produit lorsque l'enclenchement a lieu au passage par zéro de la tension. On a alors :

$$\varphi_{max} = 2\Phi_M + \Phi_r$$

Ce flux, proche du double de sa valeur normale, amène obligatoirement la saturation du matériau magnétique. De ce fait, la force magnétomotrice correspondante est beaucoup plus élevée que le double de sa valeur normale. On peut obtenir son maximum par une construction sur la caractéristique magnétique (*figure 2.21*).

Les variations s'amortissent progressivement du fait des pertes importantes qui se produisent lors de ce régime transitoire. On peut déterminer l'intensité appelée au primaire en écrivant :

$$i_1 = ki_2 + i_0$$

Du fait de la valeur importante prise par la force magnétomotrice résultante, une surintensité assez élevée peut apparaître. Sa valeur dépend fortement de l'instant de mise sous tension par rapport à la sinusoïde du secteur. C'est ce qui explique que l'on peut observer un déclenchement des protections dans certains cas alors que tout se passe bien la plupart du temps.

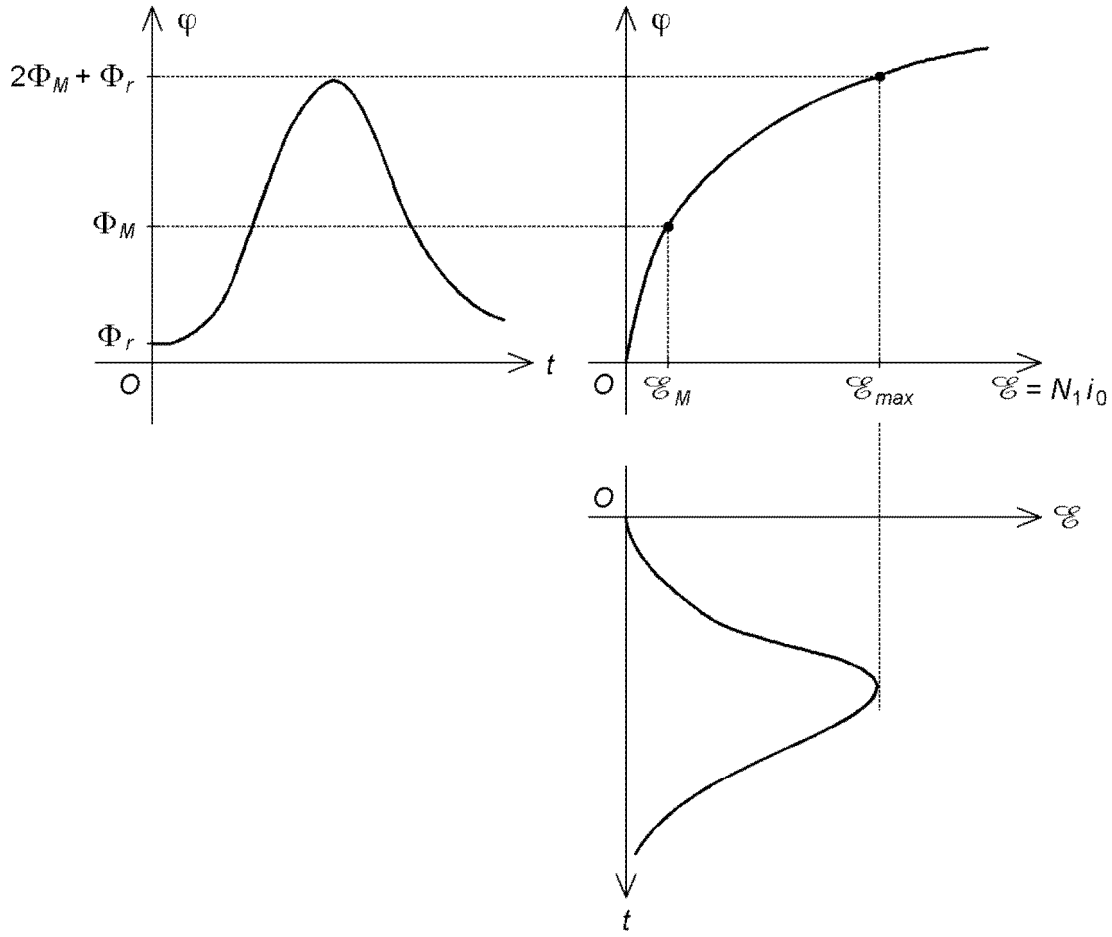


Figure 2.21 – Construction des variations de la force magnétomotrice en régime transitoire.

2.6 Configuration des enroulements

2.6.1 Transformateur à plusieurs secondaires

Il est possible de bobiner plus de deux enroulements sur un circuit magnétique. On dispose ainsi d'un primaire et de plusieurs secondaires qui permettent de délivrer des tensions à plusieurs parties du circuit sans aucun contact électrique. Cette solution est utilisée pour réaliser plusieurs alimentations continues totalement indépendantes à partir d'un transformateur unique. Avec les hypothèses du transformateur idéal, les relations de base s'établissent facilement. Par exemple, dans le cas de deux secondaires, on obtient (*figure 2.22*) :

$$\frac{u_2}{u_1} = \frac{N_2}{N_1}$$

$$\frac{u_3}{u_1} = \frac{N_3}{N_1}$$

$$N_1 i_1 - N_2 i_2 - N_3 i_3 = 0$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

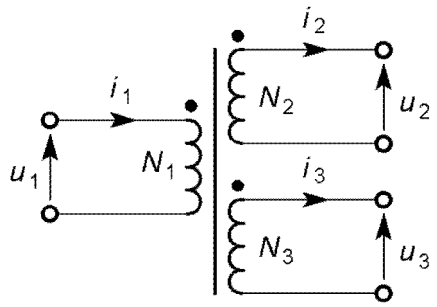


Figure 2.22 – Transformateur à deux secondaires.

2.6.2 Transformateur à secondaires à prises intermédiaires

Un enroulement simple n'est accessible que par ses deux extrémités, mais il est possible de disposer d'une fraction de la tension totale en ajoutant des contacts à des points quelconques du bobinage. Les tensions obtenues peuvent avoir des valeurs choisies par les nombres de spires, mais il faut noter que les circuits électriques branchés sur les prises intermédiaires ne sont pas indépendants car il existe obligatoirement des points communs. Cela n'offre pas la même souplesse d'emploi que des secondaires séparés, mais c'est une solution suffisante dans certains cas. Ainsi, dans le domaine des alimentations continues, on rencontre assez souvent le transformateur à secondaire à point milieu (*figure 2.23*).

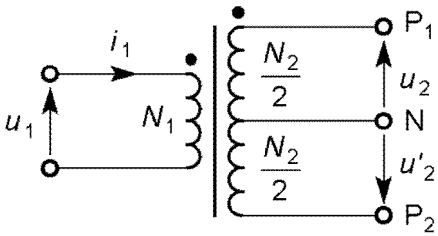


Figure 2.23 – Transformateur à secondaire à point milieu.

Le secondaire est partagé en deux parties de même nombre de spires $N_2/2$. Compte tenu du point commun, on dispose de deux tensions de même valeur efficace, mais en opposition de phase :

$$u_2 = -u'_2 = \frac{N_2}{2N_1}u_1$$

Il s'agit d'un système biphasé de tensions. Celui-ci sera utilisé pour les redresseurs biphasés à simple voie qui sont branchés sur le secteur monophasé. Le point commun N est le neutre et les extrémités P_1 et P_2 sont les phases du système.

2.7 Caractéristiques technologiques

Le noyau ferromagnétique est réalisé en tôles d'acier au silicium. Il est feuilleté pour limiter les courants de Foucault et ainsi diminuer les pertes correspondantes. On emploie en général une découpe des tôles en EI (*figure 2.24*).

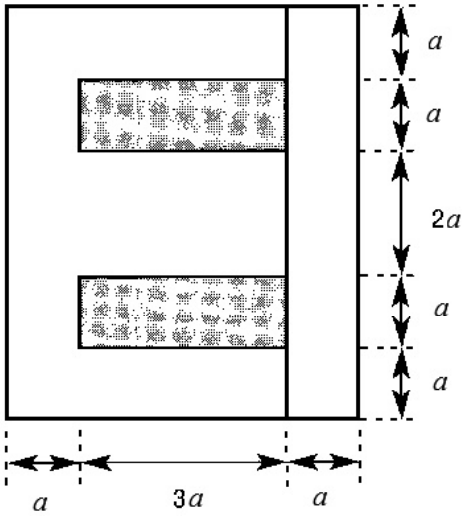


Figure 2.24 – Découpage des tôles en EI.

Les diverses dimensions sont multiples d'une longueur élémentaire *a* comme le montre la figure. Les bobinages sont placés sur la partie centrale du noyau. Le primaire et le secondaire sont superposés, contrairement à ce qui a été représenté sur le schéma de principe. Cette disposition permet de limiter les fuites de flux entre les enroulements.

Le transformateur est souvent maintenu par un étrier et les bornes des bobinages sont sorties sur des cosses (*figure 2.25*). D'autres modèles sont moulés et peuvent être soudés directement sur le circuit imprimé (*figure 2.26*).

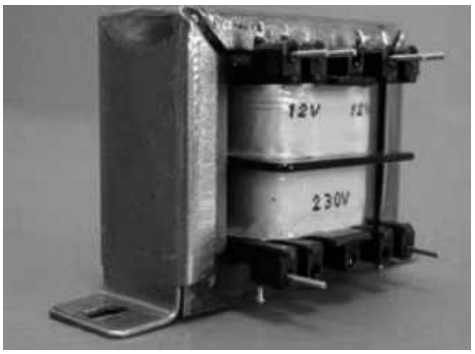


Figure 2.25 – Transformateur à étrier.

Figure 2.26 – Transformateur moulé pour circuit imprimé.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 3

REDRESSEURS ET FILTRES CAPACITIFS

Toute alimentation continue branchée sur le secteur comporte un redresseur associé à un filtre pour transformer la tension alternative (valeur moyenne nulle) en tension unidirectionnelle (c'est-à-dire toujours positive ou toujours négative) peu ondulée. Pour les alimentations de petite puissance employées en électronique, l'énergie est prélevée sur le secteur monophasé, le redresseur est constitué de diodes et le filtre est formé d'un condensateur. Pour des raisons d'encombrement, les bobines ne sont utilisées qu'en électronique de puissance. L'étude du redresseur est indissociable de celle du filtre car c'est la charge capacitive qui impose les instants de mise en conduction et de blocage des diodes.

3.1 Diode

3.1.1 Diode idéale

Une diode (*figure 3.1*) est un dipôle dont les deux bornes sont nommées anode (A) et cathode (K).

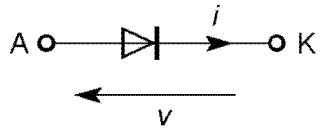


Figure 3.1 – Symbole de la diode.

Une diode idéale a une caractéristique formée de deux segments portés par les axes de coordonnées (*figure 3.2*).

On peut distinguer deux états du composant. Si la tension est nulle et l'intensité positive, la diode est passante (ou conductrice). Si le courant est nul et la tension négative, la diode est bloquée. Ce modèle très simple est suffisant pour expliquer qualitativement le fonctionnement de la plupart des circuits à diodes et pour chiffrer les paramètres essentiels dans beaucoup d'applications.

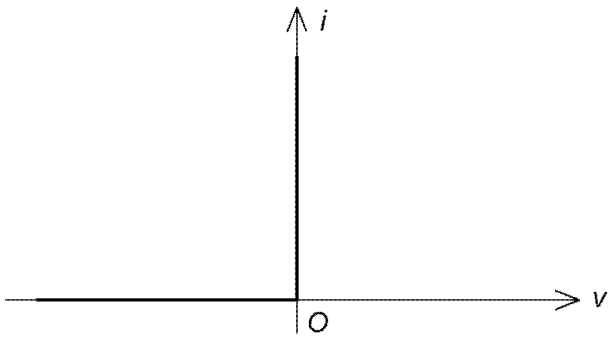


Figure 3.2 – Caractéristique d'une diode idéale.

3.1.2 Diode à jonction

Les diodes réelles sont réalisées à partir d'une jonction sur un semi-conducteur (en général le silicium). Leurs caractéristiques sont proches de celles du modèle idéal, mais présentent cependant quelques différences à noter (*figure 3.3*).

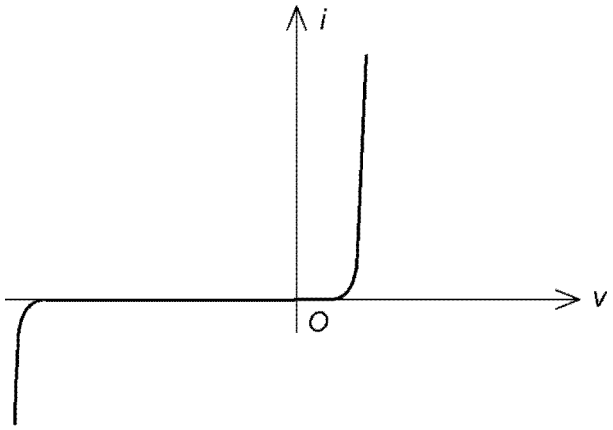


Figure 3.3 – Allure de la caractéristique d'une diode réelle.

Lorsque la diode est passante, la tension n'est pas tout à fait nulle : elle est en général voisine de 0,6 à 0,7 V pour des courants peu élevés et ne dépasse guère 1 V aux fortes intensités. Quand la diode est bloquée, il existe un petit courant de fuites, mais celui reste négligeable dans presque toutes les applications. Enfin, si la tension devient trop négative, il apparaît un courant important en inverse : c'est le claquage de la jonction. Ce phénomène, exploité dans certains cas, est indésirable pour une diode ordinaire : c'est une limite du domaine d'emploi du composant.

La théorie des semi-conducteurs montre que, dans le domaine utile de la caractéristique, l'équation correspondante est exponentielle :

$$i = I_S \left(e^{\frac{v}{U_T}} - 1 \right)$$

I_S est le courant de saturation de la jonction. Son ordre de grandeur varie entre le picoampère pour les diodes de signal et le milliampère pour les diodes de forte

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

puissance. Ce courant dépend de la température. U_T est le potentiel thermodynamique qui s'exprime par :

$$U_T = \frac{kT}{q}$$

T étant la température absolue, q la charge élémentaire et k la constante de Boltzmann. À la température de 25 °C, ce potentiel vaut :

$$U_T = 26 \text{ mV}$$

Si l'équation citée plus haut est assez bien vérifiée pour les jonctions de transistors, il faut appliquer une petite correction pour la jonction d'une diode au silicium. On introduit pour cela un facteur multiplicatif η dans le dénominateur de l'exposant :

$$i = I_S \left(e^{\frac{v}{\eta U_T}} - 1 \right)$$

Ce facteur correctif a une valeur comprise entre 1 et 2.

3.1.3 Modélisation

Dans beaucoup de problèmes de redressement, le modèle de la diode idéale est insuffisant pour décrire la diode à jonction. En effet, lorsque les tensions appliquées ne sont pas très élevées (quelques volts), il n'est pas légitime de négliger la tension aux bornes de la diode passante. Toutefois, comme les calculs avec des composants non linéaires sont très complexes, on fait appel à une autre linéarisation de la caractéristique de la diode en deux segments (*figure 3.4*).

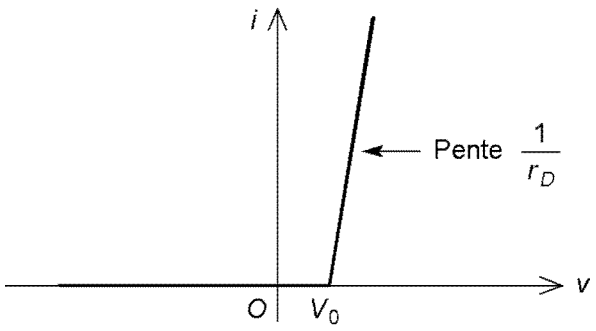


Figure 3.4 – Linéarisation de la caractéristique.

La diode bloquée correspond toujours à une portion de l'axe des abscisses, mais la diode passante correspond à un segment oblique et qui ne passe pas par l'origine du repère. Cette approximation reste correcte, sauf si le point se situe aux alentours du coude de la caractéristique. Comme les variations de courant sont en général assez importantes dans les redresseurs, cette restriction n'a que peu d'importance.

La diode passante peut être représentée par un schéma équivalent (*figure 3.5*).

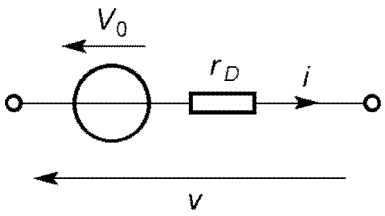


Figure 3.5 – Schéma équivalent de la diode passante.

V_0 est appelé seuil de la diode et sa valeur est de l'ordre de $0,6$ V pour le silicium. r_D est la résistance dynamique. Sa valeur est obtenue à partir des données du constructeur. Si la tension a une valeur V pour un courant I donné, la formule s'écrit :

$$r_D = \frac{V - V_0}{I}$$

Par exemple, pour une diode de redressement 1N4004, la chute de tension maximale est de $1,1$ V pour une intensité de 1 A, et la résistance dynamique vaut :

$$r_D = \frac{1,1 - 0,6}{1} = 0,5\ \Omega$$

Il ne faut pas confondre ce modèle de linéarisation globale de la courbe avec une linéarisation locale pour de petites variations autour d'un point de repos (*figure 3.6*).

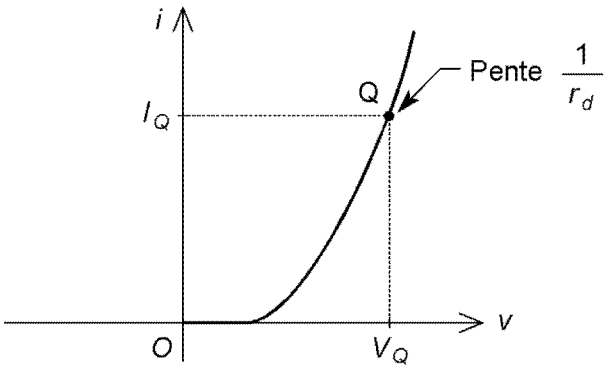


Figure 3.6 – Linéarisation de la courbe autour d'un point de repos.

Dans ce dernier cas, on remplace un petit morceau de courbe par sa tangente. Ce type de modélisation n'est pas adapté au redressement, où les variations de courant sont importantes.

3.1.4 Limites d'utilisation

Un certain nombre de limites absolues sont indiquées dans les notices techniques des diodes. Elles doivent être respectées, sinon le composant risque d'être détruit.

En polarisation directe (diode passante), les limites concernent le courant. On définit le courant direct moyen I_0 qui peut être présent en permanence, le courant

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

direct de crête répétitif I_{FRM} qui peut apparaître à chaque période, et le courant de surcharge accidentelle I_{FSM} qui ne doit circuler que pendant une très courte durée.

En polarisation inverse (diode bloquée), c'est la tension qui est limitée. Outre la tension V_R qui peut être appliquée en continu, on définit la tension inverse de crête répétitive V_{RRM} qui peut apparaître à chaque période et la tension inverse de crête non répétitive V_{RSM} qui ne doit être appliquée que pendant une brève durée.

Enfin, comme tout composant à semi-conducteur, il existe une valeur maximale autorisée pour la température de la jonction $\theta_{j\,max}$. Par exemple, voici les principales limites pour une petite diode de redressement 1N4004 (*figure 3.7*) :

$$V_R = 400\ \text{V} \quad \text{et} \quad V_{RRM} = 400\ \text{V}$$
$$I_0 = 1\ \text{A} \quad \text{et} \quad I_{FSM} = 30\ \text{A}$$
$$\theta_{j\,max} = 175\ ^\circ\text{C}$$

Figure 3.7 – Diode de redressement 1N4004.

3.1.5 Caractéristiques électriques

Les notices des constructeurs précisent également la valeur de quelques paramètres. Il s'agit soit de valeurs typiques, soit de valeurs minimales ou maximales suivant les cas. Des courbes permettent de connaître les variations de certaines grandeurs. On trouve en général des indications concernant la tension directe de la diode : soit une valeur de tension V_F pour un courant direct I_F précisé, soit une courbe de I_F en fonction de V_F, I_F étant souvent porté en échelle logarithmique (*figure 3.8*).

Ces données sont des indications utiles, mais il faut être conscient de leur manque de précision. Tout d'abord, il y a une dispersion des paramètres pour un même modèle de diode et surtout, les caractéristiques dépendent de manière non négligeable de la température. Certaines courbes peuvent préciser cette dépendance.

Un deuxième type de données concerne le courant en inverse. Ce dernier est en général précisé en valeur maximale pour la tension inverse maximale et à diverses températures. Par exemple, pour la diode 1N4004, le courant inverse I_R vaut moins de 5 µA à 25 °C et moins de 50 µA à 75 °C.

Enfin, on donne parfois des indications sur la rapidité de la diode par le temps de recouvrement inverse. Cette notion est importante lorsque la diode est utilisée à une fréquence élevée, et particulièrement dans les montages de commutation. Par contre, elle n'a que peu d'influence pour le redressement à 50 Hz.

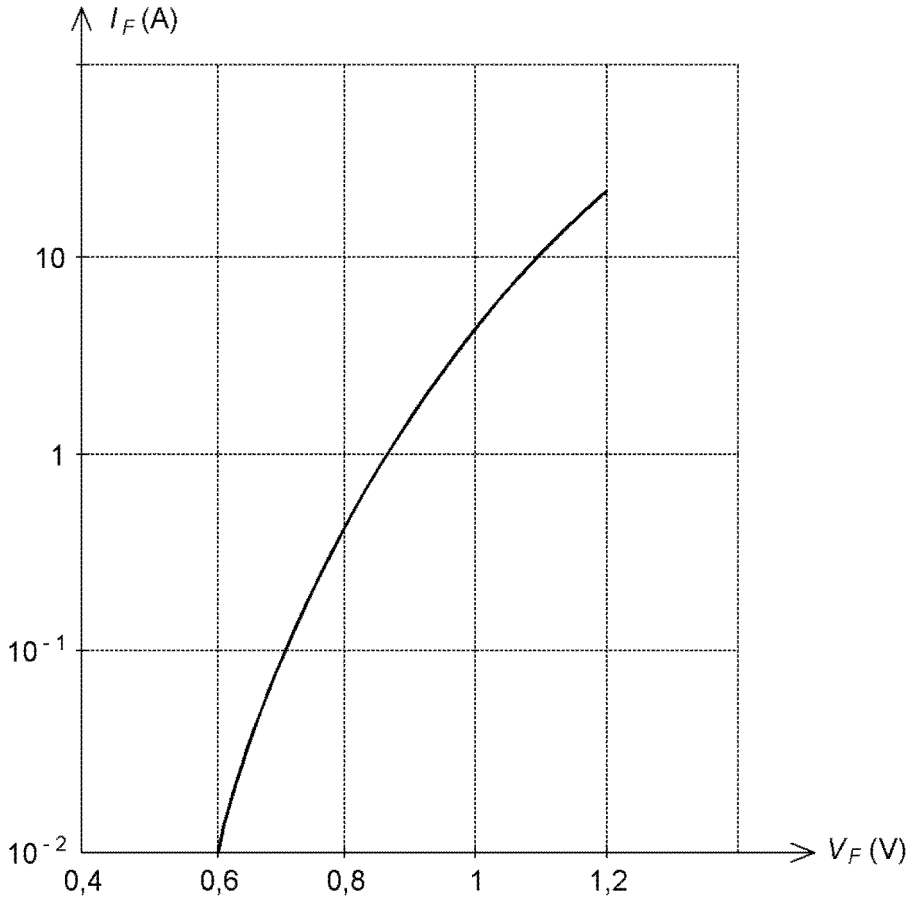


Figure 3.8 – Courbe permettant de déterminer la valeur typique de la chute de tension aux bornes d'une diode 1N4004 (à 25 °C).

3.2 Types de redresseurs

3.2.1 Redresseur monophasé

Le redresseur est formé de la seule diode D et le filtre, d'un condensateur C (*figure 3.9*).

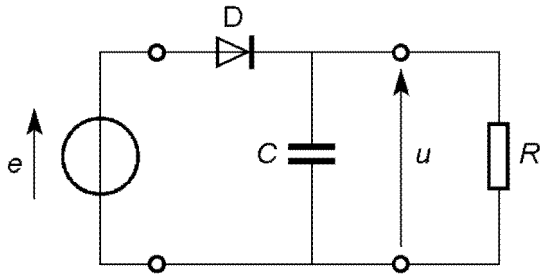


Figure 3.9 – Redresseur monophasé.

La charge est une résistance R et le générateur appliqué à l'entrée est une source de tension sinusoïdale de force électromotrice :

$$e = E_M \cos \omega t$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Pour inverser le signe de la tension *u* tout en conservant le même point commun entre *e* et *u*, il suffit de retourner la diode (*figure 3.10*).

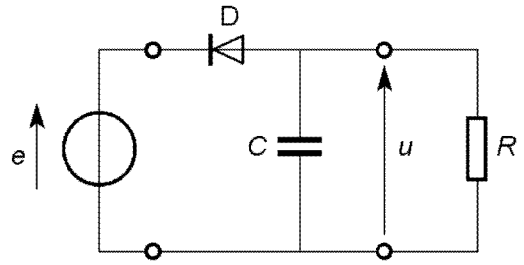


Figure 3.10 – Redresseur monophasé délivrant une tension négative.

En associant les deux configurations, il est possible de disposer de tensions symétriques (*figure 3.11*).

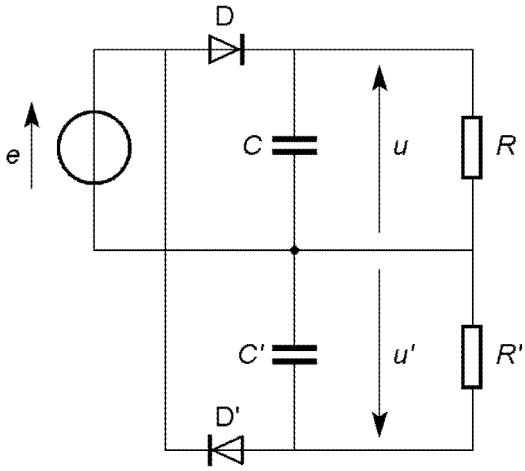


Figure 3.11 – Redresseur monophasé délivrant des tensions symétriques.

3.2.2 Redresseur biphasé à simple voie

Le générateur d'entrée est biphasé, c'est-à-dire qu'il délivre deux tensions en opposition de phase :

$$e_1 = E_M \cos \omega t$$

Dans la nomenclature générale des redresseurs, ce montage est dénommé P1 (parallèle monophasé).

$$e_2 = -E_M \cos \omega t$$

Le redresseur proprement dit comporte deux diodes D_1 et D_2, placées en série dans les fils de ligne, et le filtre est toujours formé d'un condensateur C (*figure 3.12*). La charge est une résistance R connectée entre les deux cathodes reliées et le point neutre N du générateur biphasé.

Dans la nomenclature générale des redresseurs, ce montage est dénommé P2 (parallèle biphasé).

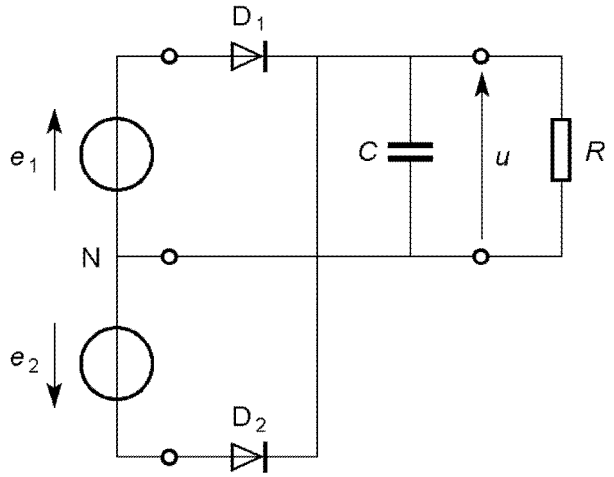


Figure 3.12 – Redresseur biphasé à simple voie.

Le signe de la tension redressée peut être modifié en inversant le sens des diodes (*figure 3.13*).

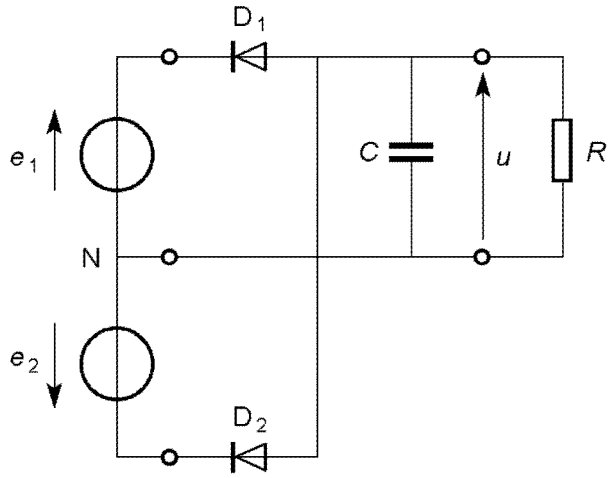


Figure 3.13 – Redresseur biphasé à simple voie délivrant une tension négative.

Des tensions symétriques peuvent être obtenues en combinant les deux montages (*figure 3.14*).

Pour disposer de tensions symétriques, le redresseur à simple voie se contente de son transformateur à point milieu. Ce dernier est mieux utilisé que dans le montage de base, puisque les deux demi-secondaires entrent en service à tour de rôle pour chaque diode. Cette solution est la plus employée. Le schéma fait apparaître un pont de diodes identique à celui qui sera étudié au paragraphe suivant (pont de Graetz). Cela permet d'utiliser dans ce circuit un pont moulé à la place de quatre diodes séparées.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

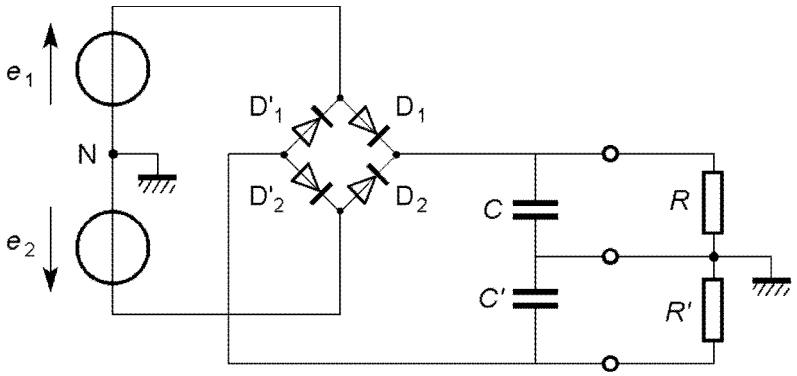


Figure 3.14 – Redresseur biphasé à simple voie délivrant des tensions symétriques.

3.2.3 Redresseur biphasé à double voie

Le redresseur précédent est qualifié de montage à simple voie car le courant dans chaque fil de phase est unidirectionnel. On peut aussi réaliser des redresseurs à double voie pour lesquels chaque fil de phase est parcouru par un courant alternatif. Ces circuits sont également nommés redresseurs en pont (on précise en général pont de Graetz). Le schéma du montage ressemble beaucoup à celui du redresseur biphasé délivrant des tensions symétriques, les deux condensateurs de filtrage, les deux résistances de charge et les deux sources d'entrée étant remplacés par des éléments uniques *(figure 3.15)*.

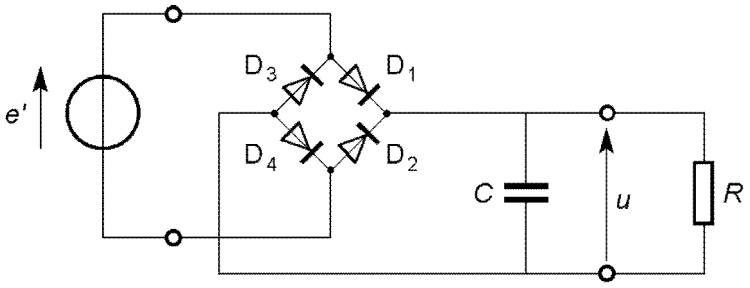


Figure 3.15 – Redresseur en pont de Graetz.

La tension d'entrée est ainsi une tension composée e' du système biphasé (l'autre tension composée étant $-e'$) :

$$e' = e_1 - e_2$$

$$e' = E'_M \cos \omega t \quad \text{avec} \quad E'_M = 2E_M$$

Cependant, le neutre n'étant pas connecté dans ce montage, on peut l'alimenter directement par le secteur monophasé ou par le secondaire d'un transformateur ordinaire.

Dans la nomenclature générale des redresseurs, ce montage est dénommé PD2 (parallèle double biphasé).

REMARQUE

Le pont de Graetz est un redresseur biphasé qui peut être alimenté par le réseau monophasé. De ce fait, on dit parfois, de manière impropre, que ce circuit est un redresseur « monophasé double alternance » et que le véritable montage monophasé est un redresseur « simple alternance ».

Pour obtenir une tension négative, aucun problème avec le pont de Graetz : en l'absence de point commun entre le générateur et la charge, on fixe la référence où l'on veut. Pour disposer de tensions symétriques, le pont de Graetz exige deux secondaires distincts pour le transformateur. On préfère en général dans ce cas le montage à simple voie.

3.3 Caractéristiques d'un redresseur monophasé

3.3.1 Principe

Fonctionnement à vide

Considérons tout d'abord l'ensemble redresseur et filtre à vide (*figure 3.16*).

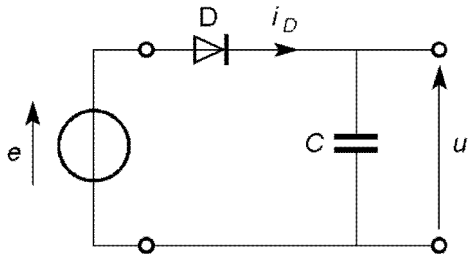


Figure 3.16 – Redresseur monophasé avec filtre à vide.

Le condensateur se charge lors de la mise sous tension, puis maintient la tension constante à ses bornes puisqu'il n'y a aucun courant qui puisse provoquer une décharge à cause de la diode. En régime permanent, la tension de sortie est continue et égale à l'amplitude de la tension d'entrée, avec une diode et un générateur idéaux (*figure 3.17*).

Le régime transitoire de mise sous tension dépend de l'instant auquel on applique le signal d'entrée par rapport à la sinusoïde du générateur. Si la mise sous tension se fait lors d'une alternance négative, la diode se débloque lorsque la tension d'entrée devient positive (*figure 3.18*).

Pendant un quart de période, on a :

$$u = e = E_M \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i_D = C\frac{du}{dt} = -C\omega E_M \sin(\omega t + \varphi)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

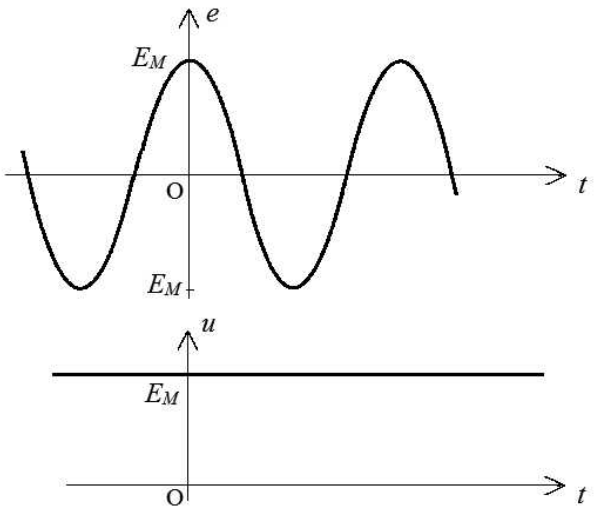


Figure 3.17 – Fonctionnement à vide (régime permanent).

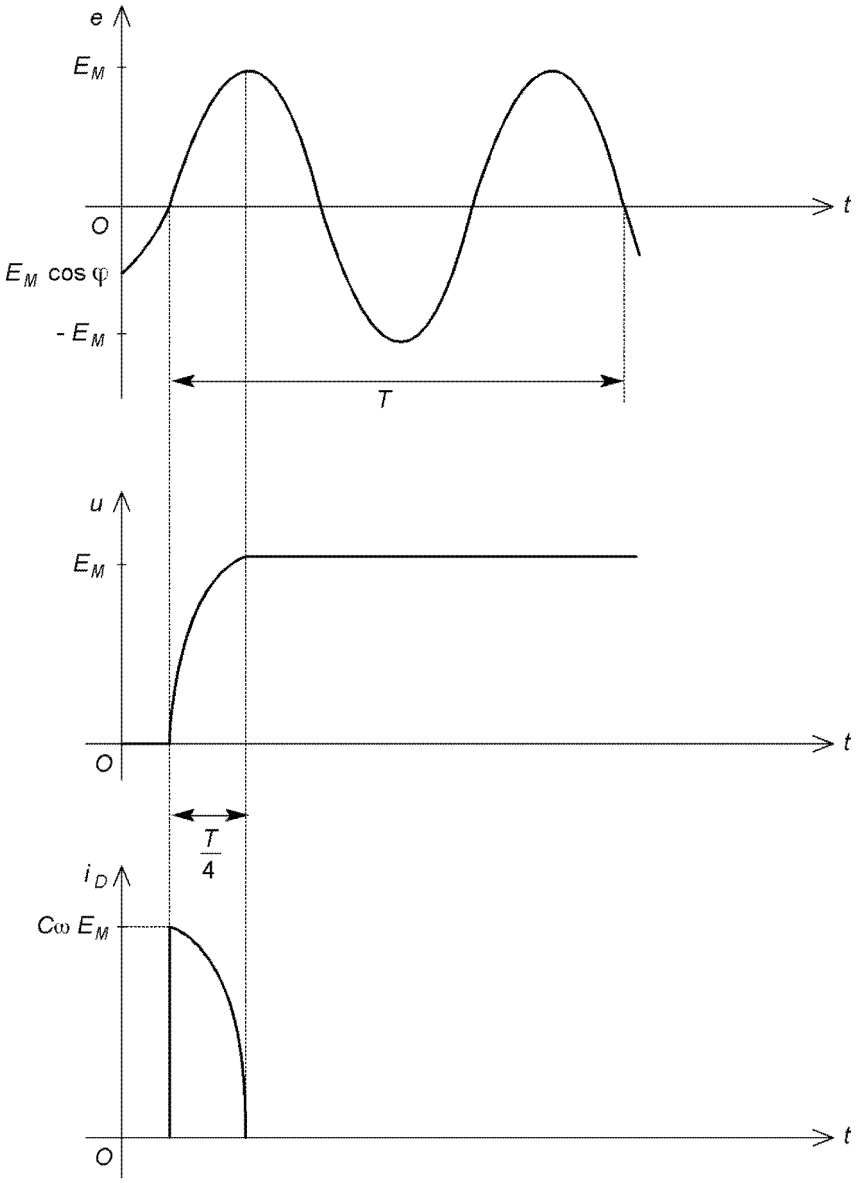


Figure 3.18 – Régime transitoire si la mise sous tension se produit lors d'une alternance négative.

Si la mise sous tension se produit pendant une alternance positive, la tension u présente une discontinuité à l'instant initial et elle atteint immédiatement la valeur de e pour $t = 0$, soit $E_M \cos \varphi$ (*figure 3.19*).

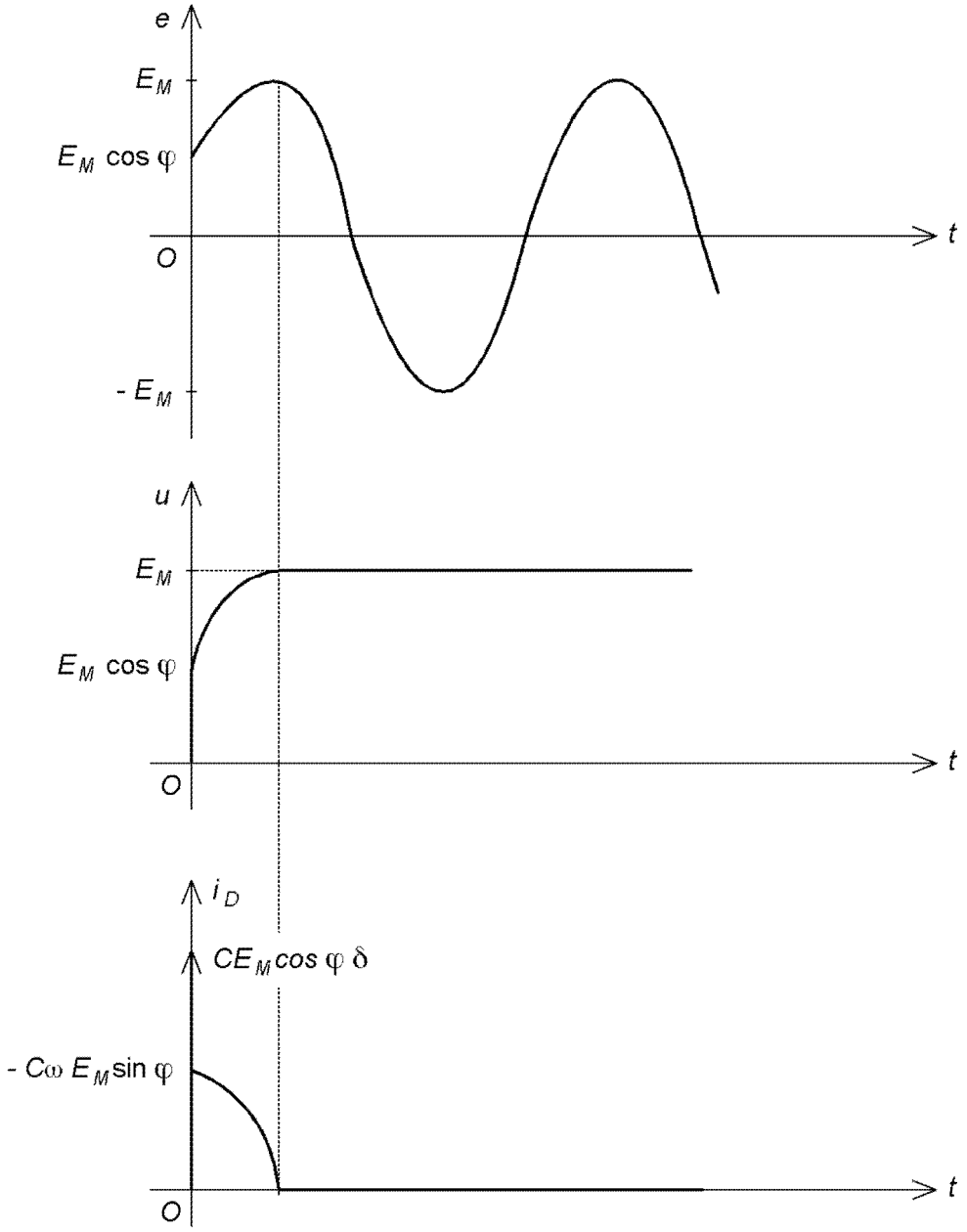


Figure 3.19 – Régime transitoire si la mise sous tension se produit lors d'une alternance positive.

À cause du condensateur, le courant est impulsionnel :

$$i_D = (CE_M \cos \varphi)\, \delta$$

δ étant l'impulsion de Dirac.

Ensuite, on a jusqu'au maximum de e :

$$u = e = E_M \cos(\omega t + \varphi)$$

$$i_D = C\frac{du}{dt} = -C\omega E_M \sin(\omega t + \varphi)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La présence d'une impulsion sur le courant est due au fait que nous avons négligé toute forme de résistance dans le circuit. Cela correspond en réalité à une forte surintensité à la mise sous tension comme nous le verrons plus loin.

Fonctionnement en charge

Étudions maintenant ce qui se passe lorsque le circuit est en charge, en considérant que l'utilisation est purement résistive (*figure 3.20*).

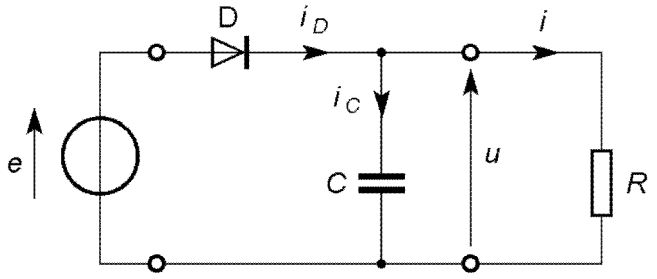


Figure 3.20 – Redresseur monophasé avec filtre en charge.

Traçons les courbes des différents signaux (*figure 3.21*).

À l'instant $t = 0$, choisi à un maximum de e, la diode est passante et on a alors :

$$u = e = E_M \cos \omega t$$

Les courants dans la résistance et le condensateur s'écrivent :

$$i = \frac{E_M}{R} \cos \omega t$$
$$i_C = -C\omega E_M \sin \omega t$$

On en déduit le courant dans la diode :

$$i_D = \frac{E_M}{R} \cos \omega t - C\omega E_M \sin \omega t$$

La diode se bloque à l'instant t_1 où le courant s'annule :

$$\frac{E_M}{R} \cos \omega t_1 - C\omega E_M \sin \omega t_1 = 0$$

ce qui donne :

$$\tan \omega t_1 = \frac{1}{RC\omega}$$
$$t_1 = \frac{1}{\omega} \text{Arctan} \frac{1}{RC\omega}$$

Tant que la diode reste bloquée, le condensateur se décharge exponentiellement dans la résistance de charge :

$$u = E_M \cos \omega t_1 \, e^{-\frac{t-t_1}{RC}}$$

Les intensités sont :

$$i_D = 0$$

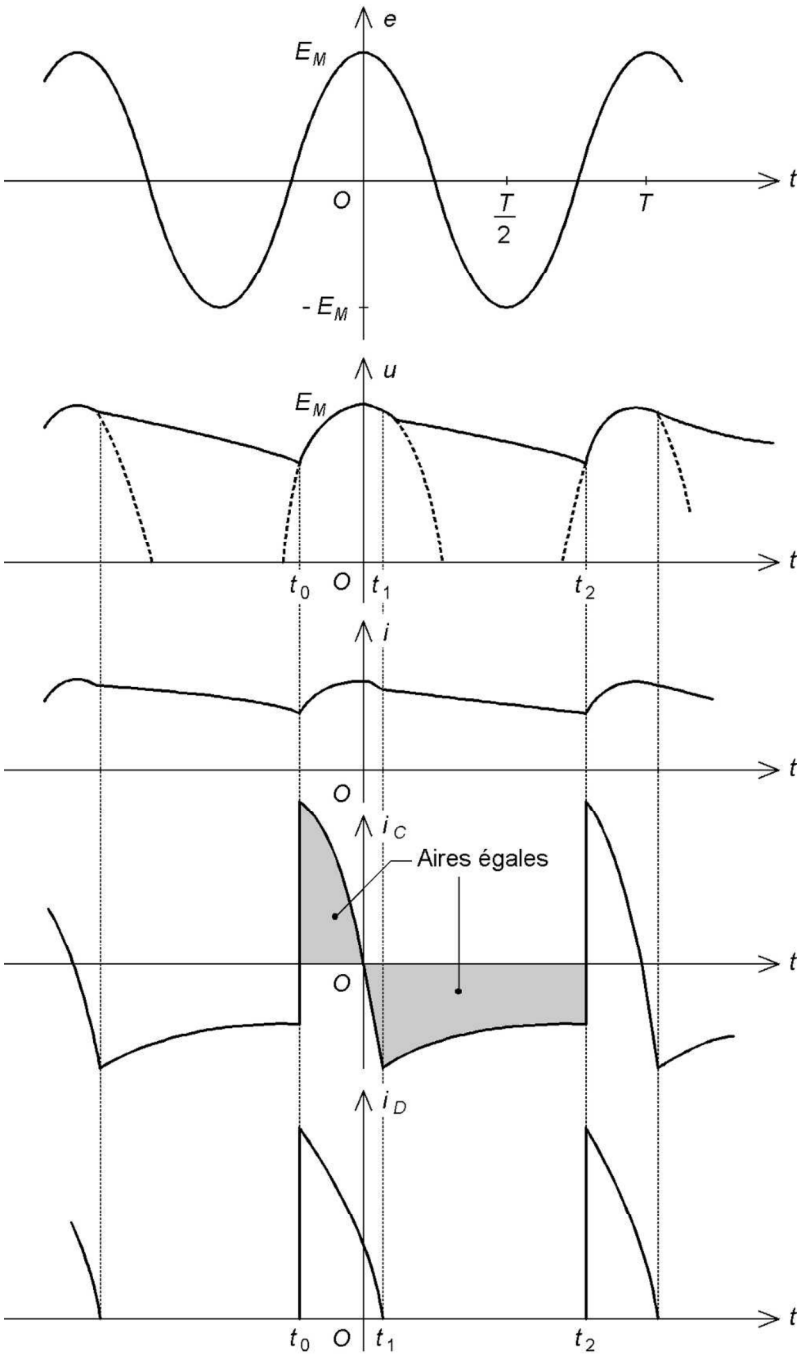


Figure 3.21 – Fonctionnement en charge (régime permanent).

$$i = -i_C = \frac{E_M}{R} \cos \omega t_1 \mathrm{e}^{-\frac{t-t_1}{RC}}$$

La diode devient conductrice à l'instant t_2 où la tension à ses bornes s'annule. Cela correspond à la première intersection de l'exponentielle de u avec la sinusoïde de e :

$$E_M \cos \omega t_1 \mathrm{e}^{-\frac{t_2-t_1}{RC}} = E_M \cos \omega t_2$$

Cette équation ne peut pas être résolue algébriquement. Les solutions sont déterminées soit par une approche numérique, soit par une méthode graphique en

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

traçant l'exponentielle pour diverses valeurs de la constante de temps *RC*, la fréquence étant de 50 Hz (*figure 3.22*).

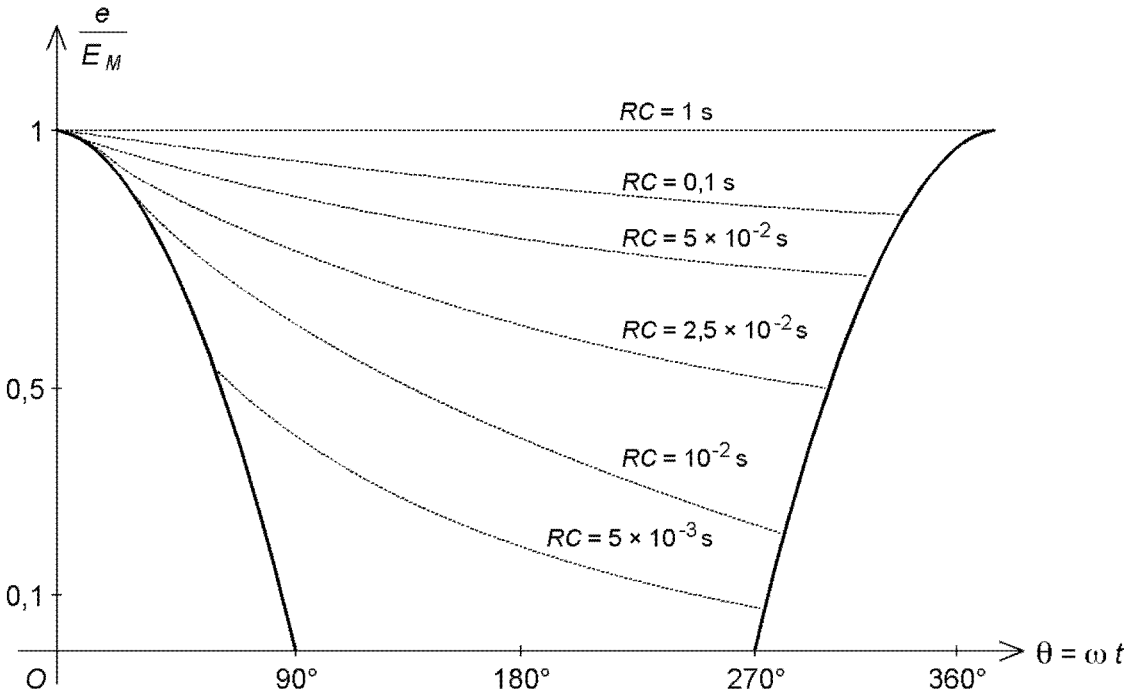


Figure 3.22 – Détermination graphique de l'angle de début de conduction.

Pour le point d'intersection de cette courbe et de la sinusoïde, l'abscisse donne la valeur de l'angle θ_2 correspondant à l'instant t_2 ($\theta_2 = \omega t_2$).

Ensuite, la diode étant de nouveau conductrice, les conditions sont les mêmes qu'à $t = 0$ et le cycle recommence. Il est intéressant de remarquer que la tension de sortie est d'autant moins ondulée que la constante de temps *RC* est élevée. Toutefois, il ne faut pas choisir une valeur trop importante pour *C*, car il en résulte alors une faible durée de conduction de la diode et un pic de courant très élevé (*figure 3.23*).

Pour faciliter la détermination des limites de conduction de la diode, on peut tracer des abaques (*figure 3.24*) qui donnent les angles $\theta_0 = \omega t_0$ et $\theta_1 = \omega t_1$ en fonction du produit $RC\omega$. On constate immédiatement que la durée de conduction de la diode devient très petite lorsque $RC\omega$ est élevé.

Pour le calcul de la valeur moyenne U_0 de la tension redressée et filtrée, on utilise la variable angulaire θ et on choisit un intervalle d'intégration $[\theta_0, \theta_2]$ (*figure 3.25*).

La définition de la valeur moyenne s'écrit :

$$U_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\theta_0}^{\theta_2} u \mathrm{d}\theta$$

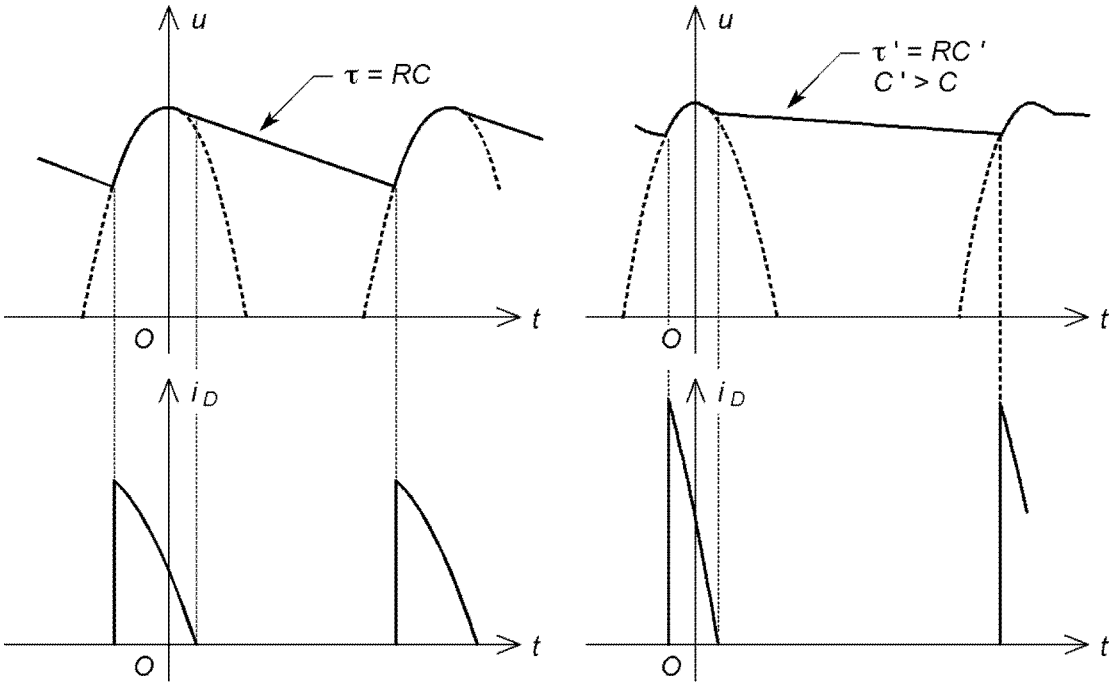


Figure 3.23 – Effet de l'augmentation de la capacité sur le courant dans la diode.

L'intervalle d'intégration se sépare en deux parties :

$$U_0 = \frac{1}{2\pi}\left[\int_{\theta_0}^{\theta_1} E_M \cos\theta \mathrm{d}\theta + \int_{\theta_1}^{\theta_2} E_M \cos\theta_1 \mathrm{e}^{-\frac{\theta-\theta_1}{RC\omega}} \mathrm{d}\theta\right]$$

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\left\{[\sin\theta]_{\theta_0}^{\theta_1} - RC\omega\cos\theta_1\left[\mathrm{e}^{-\frac{\theta-\theta_1}{RC\omega}}\right]_{\theta_1}^{\theta_2}\right\}$$

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\left[\sin\theta_1 - \sin\theta_0 - RC\omega\cos\theta_1\left(\mathrm{e}^{-\frac{\theta_2-\theta_1}{RC\omega}} - 1\right)\right]$$

Or, la condition de conduction de la diode donne la relation :

$$\cos\theta_1 \mathrm{e}^{-\frac{\theta_2-\theta_1}{RC\omega}} = \cos\theta_2$$

On en déduit :

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\left[\sin\theta_1 - \sin\theta_0 + RC\omega\left(\cos\theta_1 - \cos\theta_2\right)\right]$$

$RC\omega$ peut aussi s'exprimer en fonction de θ_1 grâce à la condition de blocage :

$$\tan\theta_1 = \frac{1}{RC\omega}$$

Cela donne :

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\left[\sin\theta_1 - \sin\theta_0 + \frac{\cos^2\theta_1 - \cos\theta_1\cos\theta_2}{\sin\theta_1}\right]$$

soit, après réduction au même dénominateur :

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\frac{\sin^2\theta_1 - \sin\theta_0\sin\theta_1 + \cos^2\theta_1 - \cos\theta_1\cos\theta_2}{\sin\theta_1}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

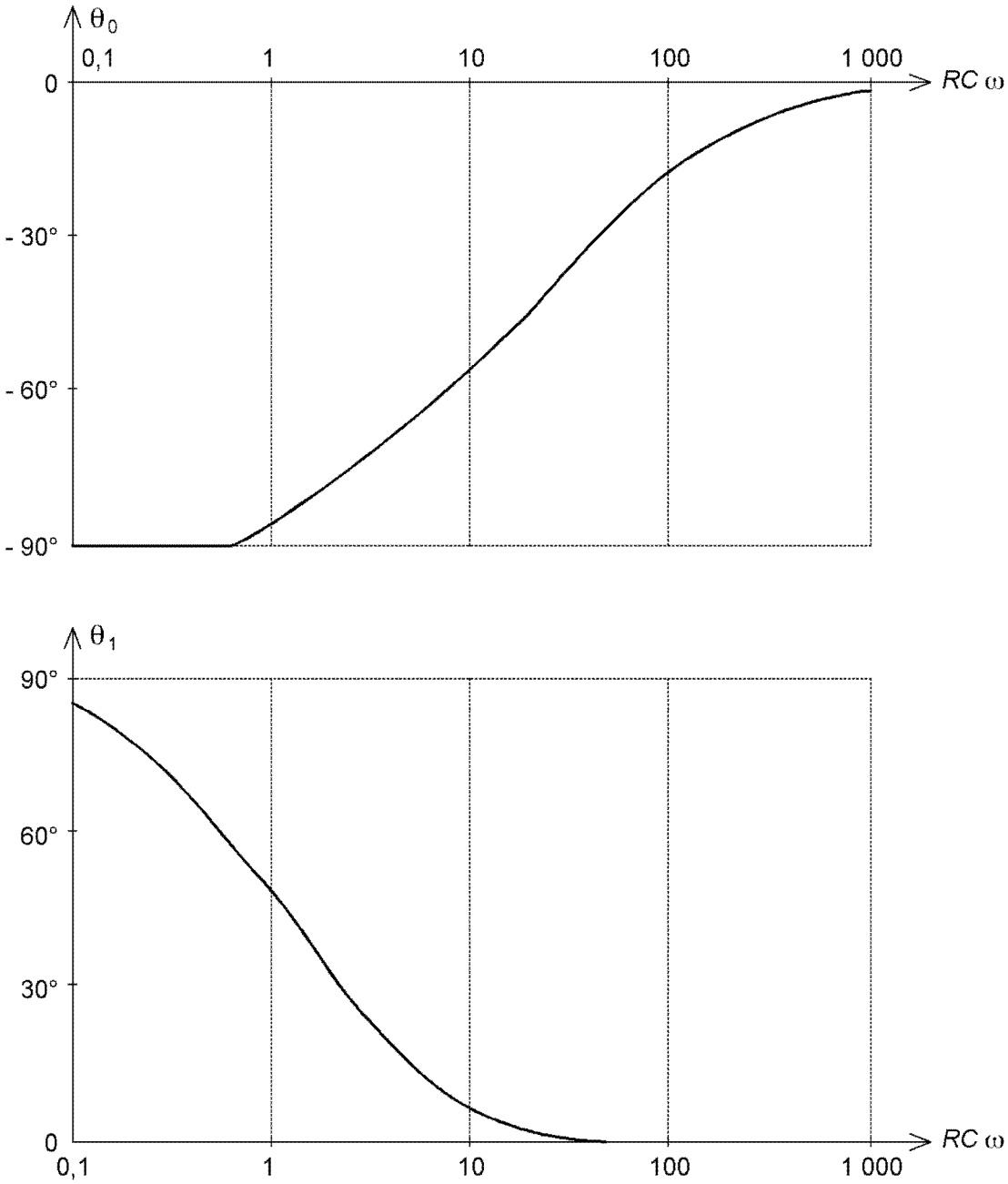


Figure 3.24 – Courbes donnant les angles limites de conduction de la diode.

Comme $\theta_2 = \theta_0 + 2\pi$, on a $\cos\theta_2 = \cos\theta_0$. En utilisant également la formule donnant la somme des carrés du cosinus et du sinus d'un même angle, la formule devient :

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\,\frac{1 - \cos\theta_0\cos\theta_1 - \sin\theta_0\sin\theta_1}{\sin\theta_1}$$

On utilise enfin la formule trigonométrique :

$$\cos(a - b) = \cos a\cos b + \sin a\sin b$$

Le résultat s'écrit :

$$U_0 = \frac{E_M}{2\pi}\,\frac{1 - \cos(\theta_1 - \theta_0)}{\sin\theta_1}$$

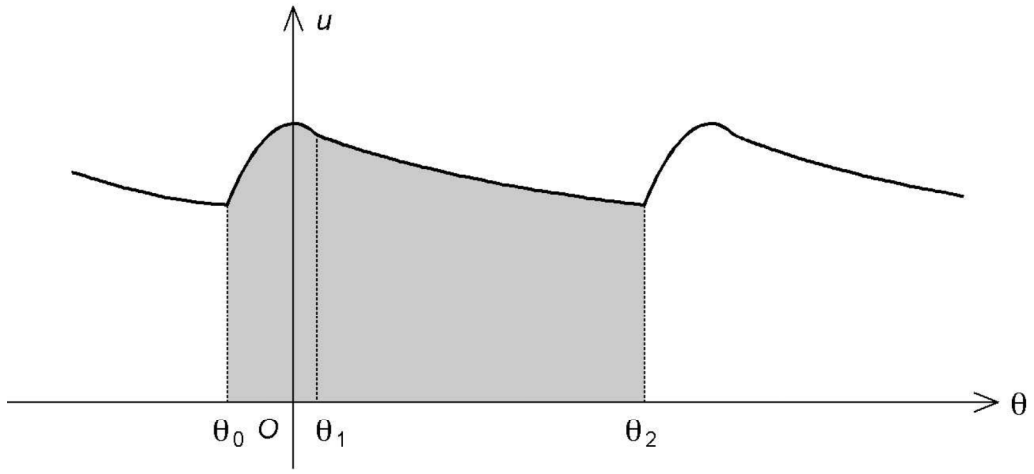


Figure 3.25 – Calcul de la valeur moyenne U_0.

On peut alors tracer la courbe qui donne les valeurs de la tension moyenne U_0 en fonction du produit $RC\omega$ (*figure 3.26*).

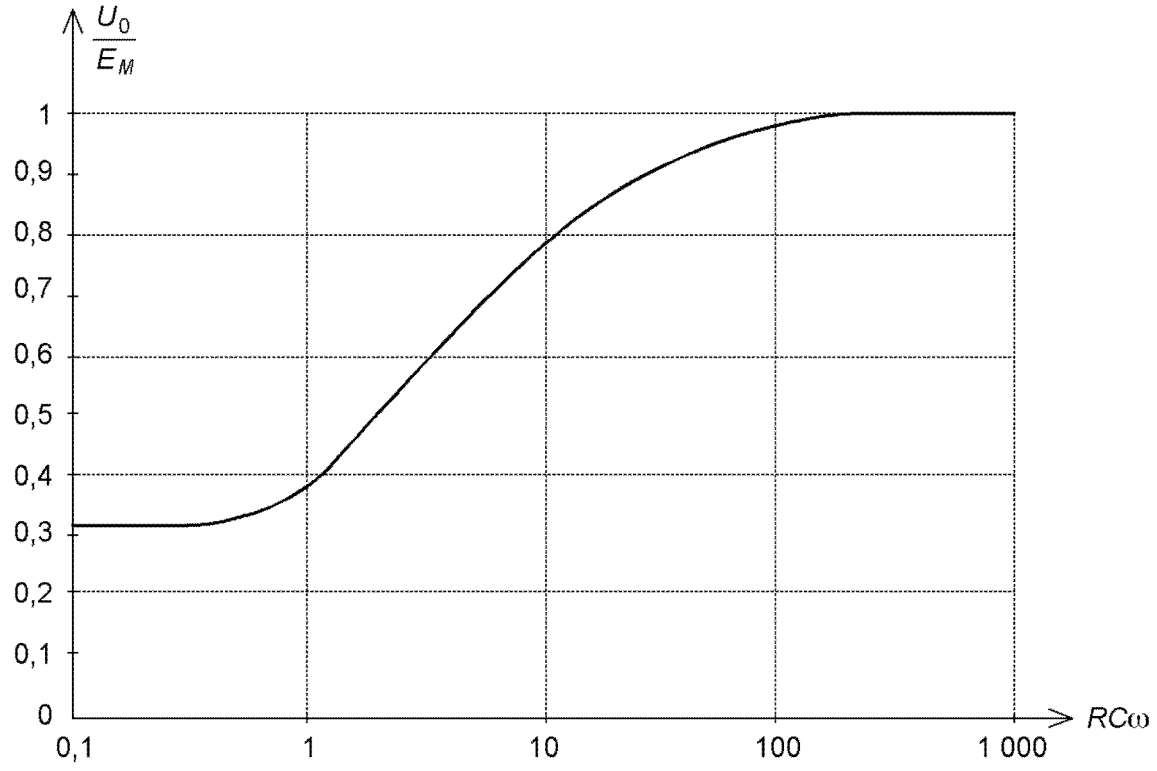


Figure 3.26 – Variation du rapport de la tension redressée moyenne à l'amplitude de la sinusoïde en fonction de $RC\omega$.

Il suffit pour cela de relever les valeurs de θ_0 et θ_1 sur les courbes tracées précédemment et de les reporter dans l'expression de U_0 qui vient d'être démontrée. On constate sur ces différents graphiques que la tension U_0 obtenue n'est à peu près égale à E_M que si le produit $RC\omega$ est élevé (de l'ordre d'au moins 100).

Dans ce cas, on peut estimer que l'angle $\theta_1$est pratiquement nul, c'est-à-dire que la conduction de la diode cesse au sommet de la sinusoïde. La valeur absolue de

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

l'angle θ_0 est un peu plus grande, mais reste cependant petite par rapport à la période du signal. Ces remarques sont très utiles pour faire un calcul approché pour la détermination des composants, comme nous le verrons plus loin.

3.3.2 Influence des imperfections des composants

La théorie qui vient d'être exposée n'est pas tout à fait vérifiée dans la réalité. En particulier, la forme du courant dans la diode est beaucoup plus arrondie que ce qui a été prévu (on n'observe pas de discontinuité). Ceci est dû à l'insuffisance des modèles idéaux des composants. Nous allons donc introduire des modèles un peu plus élaborés prenant en compte les paramètres qui interviennent dans le fonctionnement du redresseur.

Modèles utilisés

Générateur

Dans une alimentation linéaire, le générateur est le secondaire d'un transformateur qui peut être décrit par un modèle de Thévenin présentant une résistance interne R_S (résistance des enroulements ramenée au secondaire) et une inductance interne L_S (inductance de fuites ramenée au secondaire).

Dans une alimentation à découpage, le générateur est le réseau qui peut aussi être décrit par un modèle de Thévenin présentant une résistance interne r_r et une inductance interne l_r.

Diode

Le seuil de conduction de la diode n'est pas négligeable si les tensions ne sont pas très élevées et sa résistance dynamique joue également un rôle. Il faut donc utiliser un modèle linéarisé en deux segments.

Condensateur de filtrage

Les condensateurs électrolytiques utilisés pour le filtrage des alimentations présentent des défauts plus importants que les autres condensateurs : une résistance série, une inductance série et un courant de fuites. La résistance série (quelques dizaines de milliohms pour les composants utilisés ici) peut avoir une petite influence, en particulier pour chiffrer l'échauffement, mais l'inductance série a un effet parfaitement négligeable pour les condensateurs de filtrage des redresseurs fonctionnant aux fréquences inférieures ou égales à 400 Hz et le courant de fuites n'a aucune conséquence.

Schéma équivalent

Compte tenu des différents modèles que nous venons de décrire, nous pouvons tracer le schéma équivalent du redresseur lorsque la diode est passante. Nous avons introduit une résistance supplémentaire r parfois ajoutée pour limiter le courant (*figure 3.27*).

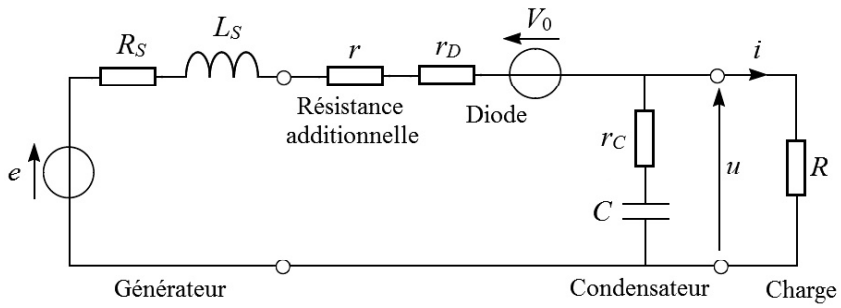


Figure 3.27 – Schéma équivalent lorsque la diode est passante.

Ce schéma est trop compliqué pour une mise en équation. Par contre, il est bien adapté pour une simulation par ordinateur.

Schéma équivalent simplifié

Pour une mise en équation, il faut réduire le nombre de paramètres pris en compte. C'est principalement le seuil de la diode et les résistances qui modifient les résultats par rapport à ceux qui ont été obtenus en idéalisant les composants. Nous n'allons donc pas tenir compte de l'inductance du générateur : elle ne fait que modifier légèrement la forme des pics de courant dans la diode. Nous négligerons aussi la résistance série du condensateur qui est habituellement beaucoup plus faible que la résistance de sortie du transformateur et la résistance dynamique de la diode. Nous pouvons tracer ainsi un nouveau schéma (*figure 3.28*).

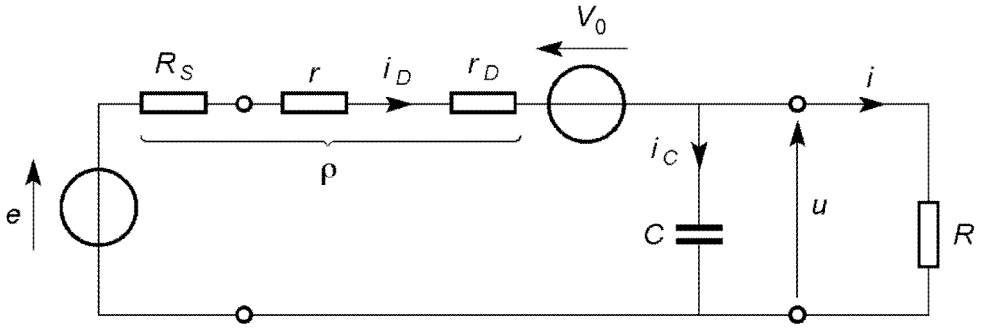


Figure 3.28 – Schéma équivalent simplifié.

La résistance totale du circuit est :

$$\rho = R_S + r_D + r$$

Bien que la valeur de cette résistance totale ne soit pas très élevée, elle a une influence non négligeable car le courant qui parcourt le circuit est formé de pics brefs mais de grande amplitude, ce qui entraîne une chute de tension notable. Nous allons ainsi pouvoir justifier l'allure des courbes des différentes grandeurs intervenant dans le fonctionnement du montage (*figure 3.29*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

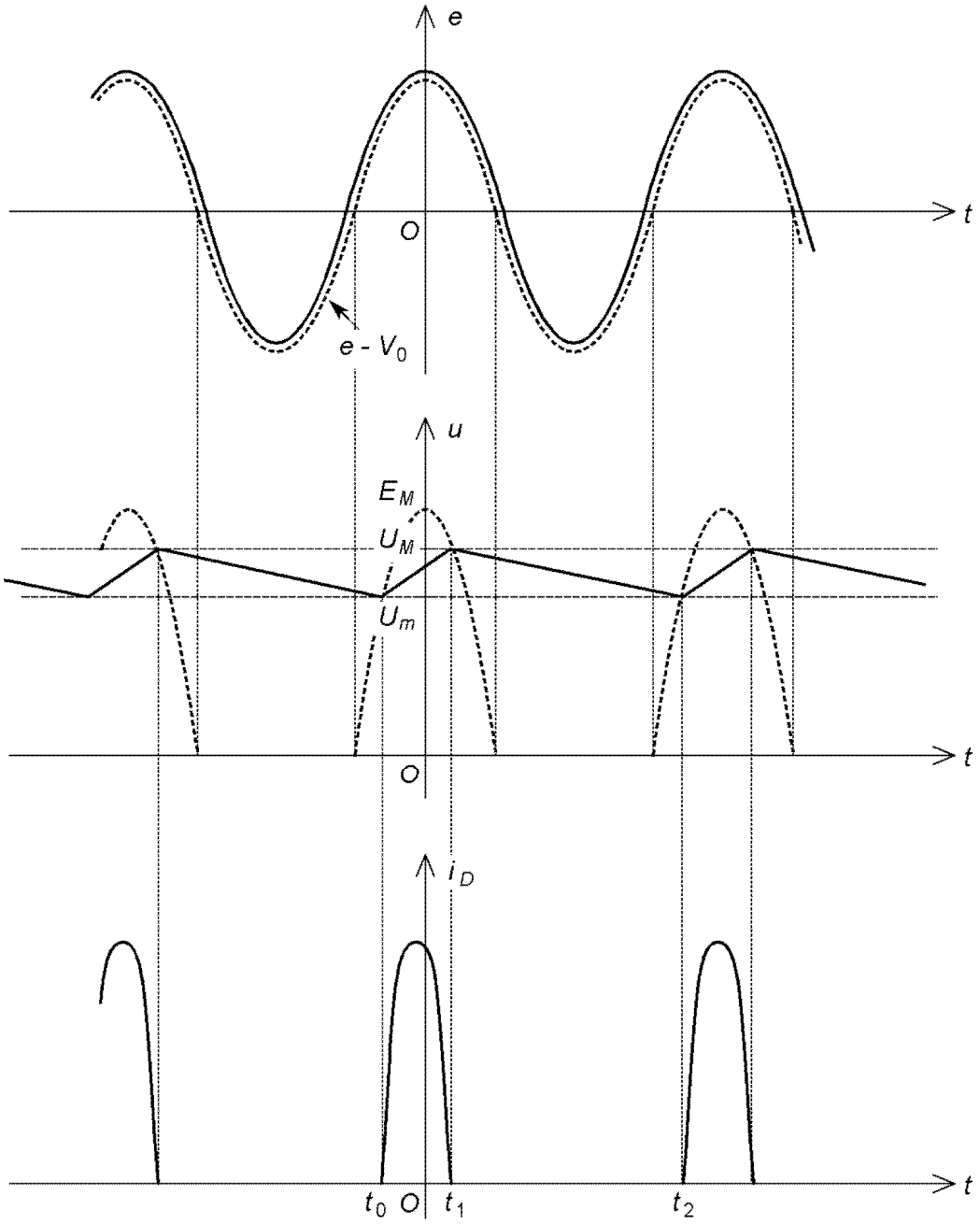


Figure 3.29 – Allure des courbes lorsque la diode et le transformateur ne sont pas idéaux.

Mise en équation

Lorsque la diode est passante, on a :

$$e - V_0 = \rho i_D + u$$

$$i = \frac{u}{R}$$

$$i_C = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

$$i_D = i + i_C$$

On en déduit l'équation différentielle qui régit les variations de la tension u :

$$e - V_0 = \rho C \frac{du}{dt} + \frac{\rho}{R} u + u$$

$$\rho C \frac{du}{dt} + \left(1 + \frac{\rho}{R}\right) u = E_M \cos \omega t - V_0$$

Il s'agit d'une équation différentielle du premier ordre dont on peut définir la constante de temps :

$$\tau' = \frac{\rho C}{1 + \frac{\rho}{R}} = \frac{R\rho}{R + \rho} C$$

On arrive alors à :

$$\tau' \frac{du}{dt} + u = \frac{R}{R + \rho} (E_M \cos \omega t - V_0)$$

La solution générale de l'équation sans second membre est :

$$u_1 = A e^{-\frac{t}{\tau'}}$$

Une solution particulière de l'équation complète est formée par la somme d'une constante et d'une fonction sinusoïdale. La constante s'exprime par :

$$u_2' = -\frac{R}{R + \rho} V_0$$

La fonction sinusoïdale est quant à elle :

$$u_2'' = \frac{R}{R + \rho} \frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos (\omega t + \varphi)$$

avec :

$$\varphi = -\text{Arctan}\, \tau' \omega$$

La solution de l'équation est :

$$u = u_1 + u_2' + u_2''$$

soit :

$$u = A e^{-\frac{t}{\tau'}} + \frac{R}{R + \rho} \left[\frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos (\omega t + \varphi) - V_0 \right]$$

La constante A est déterminée à partir des conditions de départ de la phase étudiée. En régime permanent, la valeur U_m de la tension à l'instant t_0 n'est pas connue à ce stade du raisonnement, mais elle peut être calculée à la fin de l'étude. La condition s'écrit :

$$U_m = A e^{-\frac{t_0}{\tau'}} + \frac{R}{R + \rho} \left[\frac{E_M}{\sqrt{1 + \tau'^2 \omega^2}} \cos (\omega t_0 + \varphi) - V_0 \right]$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On en déduit l'expression de A :

$$A = \left\{ U_m - \frac{R}{R+\rho} \left[\frac{E_M}{\sqrt{1+\tau'^2\omega^2}} \cos(\omega t_0 + \varphi) - V_0 \right] \right\} e^{\frac{t_0}{\tau'}}$$

La diode se bloque à l'instant t_1 où le courant s'annule, ce qui correspond à l'intersection de la courbe de u avec la sinusoïde décalée $e - V_0$ (en tirets sur la figure). On obtient alors la condition :

$$Ae^{-\frac{t_1}{\tau'}} + \frac{R}{R+\rho} \left[\frac{E_M}{\sqrt{1+\tau'^2\omega^2}} \cos(\omega t_1 + \varphi) - V_0 \right] = E_M \cos \omega t_1 - V_0$$

La valeur de u à l'instant t_1 est :

$$U_M = E_M \cos \omega t_1 - V_0$$

À partir de là, la diode est bloquée et le condensateur se décharge dans la résistance d'utilisation :

$$u = U_M e^{-\frac{t-t_1}{\tau}} \quad \text{avec } \tau = RC$$

La diode redevient conductrice lorsque la tension à ses bornes atteint V_0, ce qui correspond à l'intersection de l'exponentielle de u avec la sinusoïde décalée $e - V_0$. Cela se produit à l'instant t_2 :

$$U_M e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}} = E_M \cos \omega t_2 - V_0$$

Une période s'est écoulée depuis le début de la première phase considérée :

$$t_2 = t_0 + T$$

On est donc revenu aux conditions de départ :

$$U_m = U_M e^{-\frac{t_2-t_1}{\tau}}$$

Les diverses relations établies au cours de cette étude permettent théoriquement de déterminer t_0, t_1, U_m et U_M. Malheureusement, la résolution du système d'équations est particulièrement délicate. Seule une simulation sur ordinateur permet une étude rigoureuse du comportement du montage. Pour la détermination des paramètres utiles à la conception, des calculs approchés ou par des abaques suffisent.

3.3.3 Cas particulier d'une faible ondulation

Suivant l'usage qui est fait de la tension redressée et filtrée, on est plus ou moins exigeant sur l'importance de l'ondulation. Le rapport de l'ondulation crête à crête à la tension moyenne peut valoir moins de 0,1 % quand on souhaite une tension presque continue, mais plus de 10 % quand on souhaite simplement obtenir une tension unidirectionnelle ondulée.

En général, on est exigeant si la tension est utilisée directement, mais beaucoup moins si on emploie un régulateur qui améliore nettement le taux d'ondulation.

Quand l'ondulation est faible, on peut déterminer assez simplement les caractéristiques du circuit, en considérant pour le calcul de la durée de conduction de la diode que la tension de sortie est continue (*figure 3.30*).

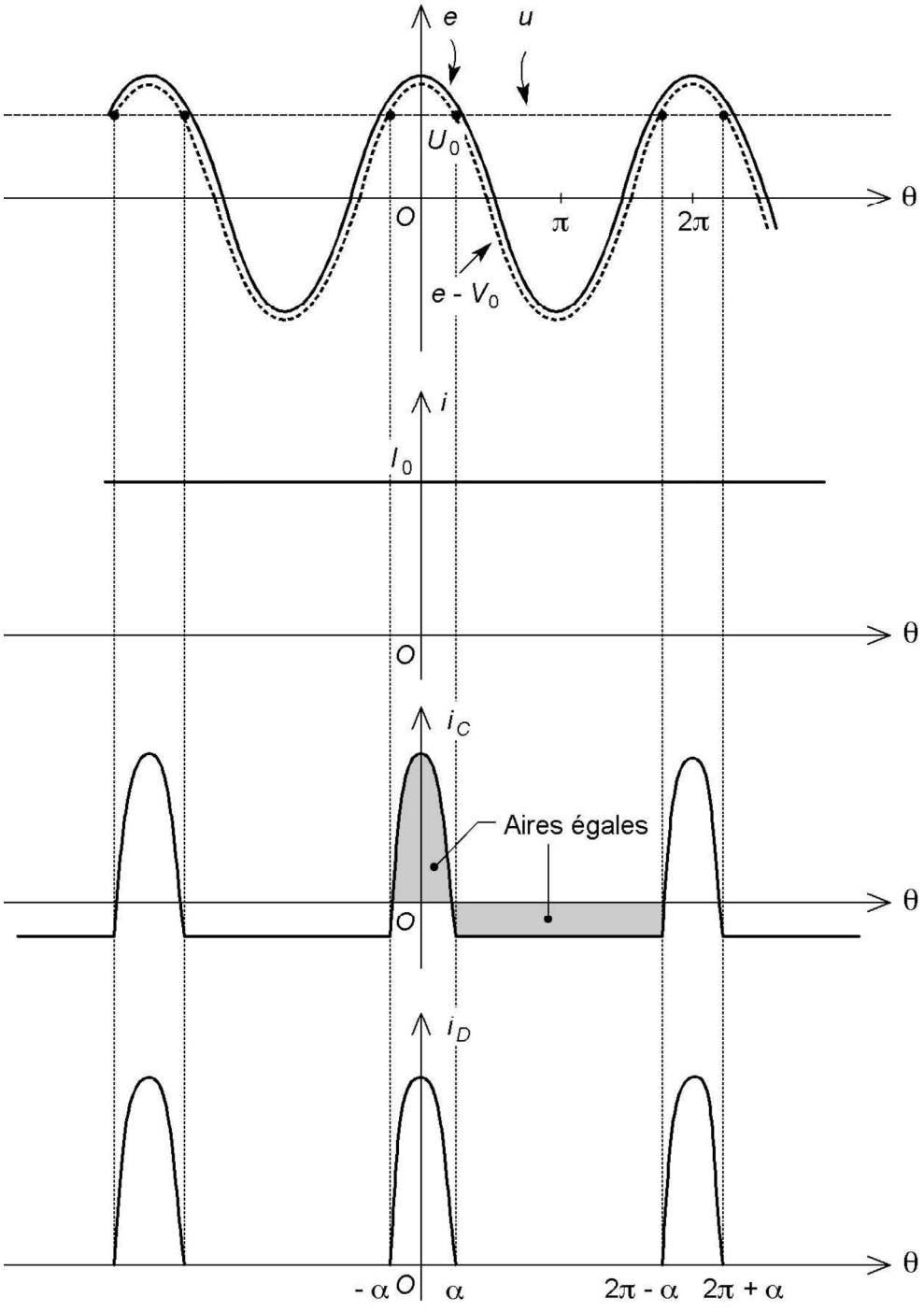


Figure 3.30 – Allure des courbes lorsque l'ondulation est faible.

2α est appelé angle de conduction de la diode. Les limites de conduction correspondent à l'intersection de la sinusoïde décalée représentant $e - V_0$ et du niveau constant U_0, donc :

$$E_M \cos \alpha - V_0 = U_0$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On a alors :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{U_0 + V_0}{E_M}$$

La courbe de l'intensité dans la diode est une calotte de sinusoïde :

$$i_D = \frac{E_M \cos\theta - V_0 - U_0}{\rho} \quad \text{pour } \theta \in [-\alpha; \alpha]$$

La composante continue de ce courant traverse la charge et la composante alternative traverse le condensateur, puisque la tension de sortie est continue et qu'un condensateur ne laisse pas passer de courant continu. L'intensité (constante) dans la résistance d'utilisation est donc :

$$I_0 = \frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha} \frac{E_M \cos\theta - V_0 - U_0}{\rho} d\theta$$

$$I_0 = \frac{1}{\pi\rho}\left[E_M \sin\theta - (V_0 + U_0)\,\theta\right]_0^{\alpha}$$

$$I_0 = \frac{E_M}{\pi\rho}\left(\sin\alpha - \frac{V_0 + U_0}{E_M}\alpha\right)$$

$$I_0 = \frac{E_M}{\pi\rho}(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)$$

car :

$$V_0 + U_0 = E_M \cos\alpha$$

Pour tracer la caractéristique de sortie du montage (*figure 3.31*), on prend différentes valeurs de α et on calcule U_0 et I_0 à partir des formules établies plus haut.

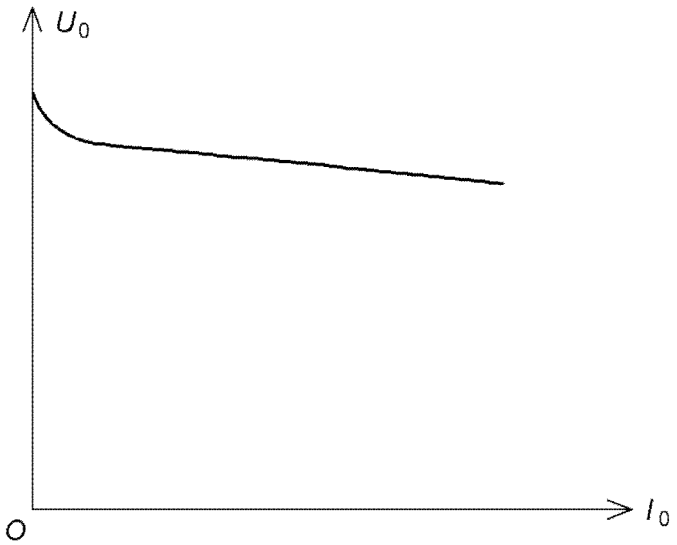


Figure 3.31 – Caractéristique de sortie.

Le calcul de la valeur efficace du courant dans la diode permet de dimensionner le transformateur par la détermination de sa puissance apparente.

En introduisant le demi-angle de conduction α, on écrit l'intensité dans la diode sous la forme :

$$i_D = \frac{E_M}{\rho}(\cos\theta - \cos\alpha) \quad \text{pour } \theta \in [-\alpha, \alpha]$$

La valeur efficace est définie par :

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\pi} i_D^2 \mathrm{d}\theta}$$

On en déduit :

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha} \frac{E_M^2}{\rho^2}(\cos\theta - \cos\alpha)^2 \,\mathrm{d}\theta}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{1}{\pi}\int_0^{\alpha} \frac{E_M^2}{\rho^2}\left(\cos^2\theta - 2\cos\alpha\cos\theta + \cos^2\alpha\right)\mathrm{d}\theta}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{E_M^2}{\pi\rho^2}\int_0^{\alpha}\left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2}\cos 2\theta - 2\cos\alpha\cos\theta + \cos^2\alpha\right)\mathrm{d}\theta}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{E_M^2}{\pi\rho^2}\left[\frac{\theta}{2} + \frac{1}{4}\sin 2\theta - 2\cos\alpha\sin\theta + \theta\cos^2\alpha\right]_0^{\alpha}}$$

$$I_D = \sqrt{\frac{E_M^2}{2\pi\rho^2}\left(\alpha + \frac{1}{2}\sin 2\alpha - 4\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha\right)}$$

Compte tenu de la formule trigonométrique :

$$\sin 2\alpha = 2\cos\alpha\sin\alpha$$

on obtient :

$$I_D = \frac{E_M}{\sqrt{2\pi}\rho}\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}$$

Le rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne est :

$$\frac{I_D}{I_0} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

On peut alors tracer les variations de ce rapport en fonction de α (*figure 3.32*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

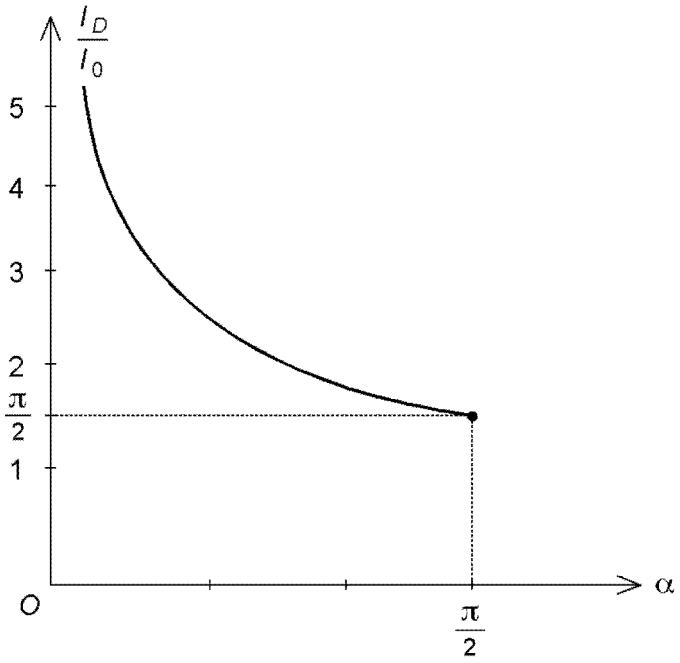


Figure 3.32 – Courbe du rapport de la valeur efficace à la valeur moyenne du courant dans le transformateur en fonction du demi-angle de conduction de la diode.

3.3.4 Calculs approchés

Pour obtenir un ordre de grandeur de certains paramètres et pouvoir procéder à des choix de composants lorsque les contraintes ne sont pas trop sévères, on peut utiliser des formules très simplifiées. Compte tenu des tolérances élevées sur certains composants comme les condensateurs chimiques, ces calculs sont souvent suffisants.

Pour chiffrer l'ondulation, on fait les hypothèses suivantes : on estime que la décharge du condensateur est linéaire et que la durée de conduction de la diode est négligeable devant sa durée de blocage. Ainsi que l'a montré l'étude théorique, ces deux hypothèses sont valables si la constante de temps *RC* est grande devant la période.

Lorsque la charge du redresseur avec filtre est un régulateur linéaire, la décroissance de la tension est linéaire car le courant appelé par le régulateur est constant. Dans ces conditions, on peut considérer que le condensateur se décharge à intensité constante I_0 pendant une durée T. La tension à ses bornes chute alors de Δu et on a :

$$I_0 = C\frac{\Delta u}{T}$$

donc :

$$\Delta u = \frac{I_0}{fC}$$

f est la fréquence de la source d'entrée (50 Hz en général). L'ondulation est d'autant plus grande que le courant demandé à la sortie est élevé, mais elle est d'autant

plus faible que la capacité de filtrage est grande. Pour limiter l'ondulation à une valeur Δu_{max} quand l'intensité débitée reste inférieure à $I_{0\,max}$, il faut choisir une capacité supérieure à :

$$C_{min} = \frac{I_{0\,max}}{f\Delta u_{max}}$$

Ce condensateur doit supporter une tension supérieure à la valeur de U_0 à vide :

$$V_{C\,max} = U_{0v}$$

Si le seuil de la diode est négligeable (tension de sortie d'au moins une dizaine de volts), la valeur moyenne du signal redressé est :

$$U_0 = V_M - \frac{\Delta u}{2}$$

soit :

$$U_0 = V_M - \frac{I_0}{2fC}$$

V_M est l'amplitude de la tension en charge du générateur. Les formules peuvent aussi faire intervenir la résistance de charge R à la place du courant débité I_0 :

$$\Delta u = \frac{U_0}{fRC}$$

$$U_0 = V_M - \frac{U_0}{2fRC}$$

Si le seuil de la diode n'est pas négligeable, la formule précédente peut être corrigée :

$$U_0 = V_M - V_0 - \frac{U_0}{2fRC}$$

On peut ainsi chiffrer la tension nécessaire au secondaire du transformateur pour arriver à une tension moyenne donnée :

$$V_M = U_0 \left(1 + \frac{1}{2fRC}\right) + V_0$$

Quand la charge est un régulateur linéaire, ce n'est pas la tension moyenne qui importe, mais le minimum qui permet un fonctionnement correct du circuit. Ainsi, pour obtenir une valeur minimale U_{min} de la tension appliquée au régulateur, il faut disposer d'une tension au secondaire du transformateur d'au moins :

$$V_{M\,min} = U_{min} + \Delta u_{max} + V_0$$

La notice du transformateur donne la tension en charge nominale. La tension à vide est en général supérieure de 10 à 30 % à la tension en charge pour les unités de faible puissance. Lorsque le modèle exact est choisi (tension et puissance apparente nominale), la tension à vide est lue dans les spécifications de l'appareil.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Il est possible de calculer le taux d'ondulation. Avec les hypothèses faites, l'ondulation u' de la tension de sortie a une forme de dents de scie (*figure 3.33*).

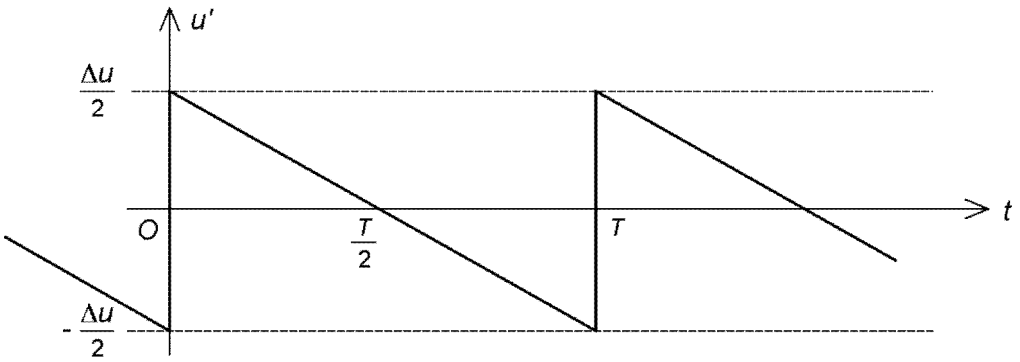


Figure 3.33 – Approximation pour l'ondulation de la tension de sortie.

Sa valeur efficace est :

$$U' = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} u'^2 \mathrm{d}t}$$

La courbe est assimilée à un segment de droite pour l'intervalle de temps considéré. L'équation de la droite correspondante est :

$$u' = \frac{\Delta u}{2} - \frac{\Delta u}{T}t$$

ce qui donne :

$$U' = \sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{\Delta u}{2} - \frac{\Delta u}{T}t\right)^2 \mathrm{d}t}$$

$$U' = \Delta u\sqrt{\frac{2}{T}\int_0^{\frac{T}{2}} \left(\frac{1}{4} - \frac{t}{T} + \frac{t^2}{T^2}\right) \mathrm{d}t}$$

$$U' = \Delta u\sqrt{\frac{2}{T}\left[\frac{t}{4} - \frac{t^2}{2T} + \frac{t^3}{3T^2}\right]_0^{\frac{T}{2}}}$$

$$U' = \Delta u\sqrt{\frac{2}{T}\left(\frac{T}{8} - \frac{T}{8} + \frac{T}{24}\right)}$$

$$U' = \frac{\Delta u}{2\sqrt{3}}$$

On en déduit le taux d'ondulation β de la tension de sortie :

$$\beta = \frac{U'}{U_0}$$

$$\beta = \frac{U_0}{2\sqrt{3}\,fRCU_0}$$

$$\beta = \frac{1}{2\sqrt{3}\,fRC}$$

On peut également déterminer le pic de courant qui traverse la diode lorsqu'elle est passante. Pour faire ce calcul, le courant est supposé constant pendant la brève conduction du redresseur. Appelons I_p cette valeur et Δt la durée correspondante (*figure 3.34*).

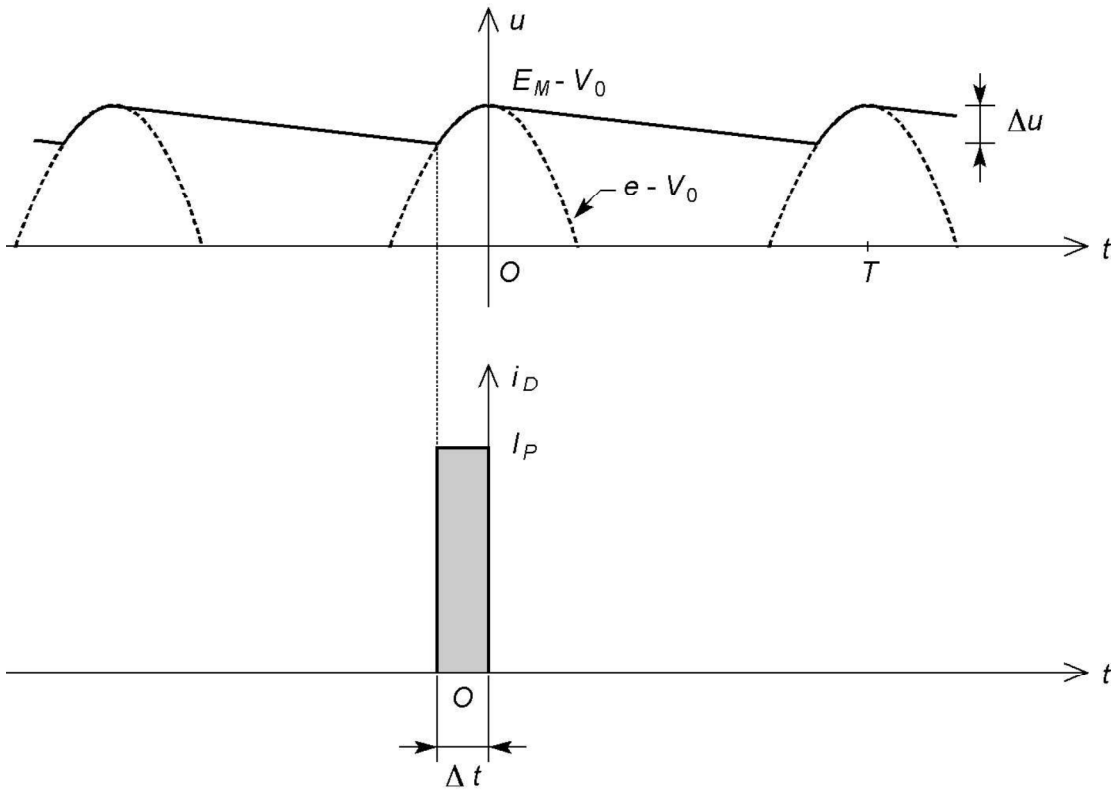


Figure 3.34 – Approximation pour le calcul du courant de pic dans la diode.

L'intensité moyenne est :

$$I_0 = I_p \frac{\Delta t}{T}$$

Pour déterminer la durée Δt, on estime que le blocage de la diode se produit au sommet de la sinusoïde. On obtient alors :

$$\Delta u = E_M (1 - \cos \omega \Delta t)$$

Comme Δt est faible, on remplace le cosinus par son développement limité au deuxième ordre :

$$\Delta u \approx E_M \frac{(\omega \Delta t)^2}{2}$$

On en déduit :

$$\Delta t = \frac{T}{2\pi} \sqrt{2 \frac{\Delta u}{E_M}}$$

et donc :

$$\frac{I_p}{I_0} = \pi \sqrt{2 \frac{E_M}{\Delta u}}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Cette formule montre que le pic de courant est d'autant plus élevé que l'ondulation est faible. De plus, ce pic augmente proportionnellement au courant débité.

Lorsque la diode est bloquée, elle doit supporter une tension maximale égale à $2E_M$ (cas le plus défavorable pour le montage à vide). On doit donc choisir, avec une certaine marge de sécurité :

$$V_R > 2E_M$$

3.3.5 Surintensité à la mise sous tension

Un redresseur avec filtre capacitif peut subir une forte surintensité transitoire. En effet, à la mise sous tension, le condensateur est déchargé et l'intensité n'est limitée que par les résistances et les inductances du circuit. Ce pic de courant dépend beaucoup de la valeur de la tension du générateur à l'instant de mise sous tension.

Le cas le plus défavorable correspond à une mise sous tension à un sommet de sinusoïde. Sans tenir compte des inductances, la surintensité est alors, pour un montage branché sur le secondaire d'un transformateur :

$$I_{\max} = \frac{E_M - V_0}{R_S + r_D}$$

Si le générateur est directement le réseau, il faut remplacer la résistance du transformateur R_S par la résistance interne du réseau r_r.

Dans certains cas, la résistance série r_C du condensateur peut avoir une petite influence. Il suffit de l'ajouter aux autres résistances car $r_C \ll R$:

$$I_{\max} = \frac{E_M - V_0}{R_S + r_D + r_C}$$

Il faut vérifier que ce maximum est inférieur au courant de pointe non répétitive I_{FSM} toléré par la diode. Les inductances présentes dans le circuit (principalement celle du transformateur) ont pour effet d'arrondir le pic de courant et d'atténuer légèrement la surintensité. Ne pas en tenir compte conduit à se placer dans un cas un peu plus défavorable que la réalité, ce qui n'est pas gênant pour le dimensionnement du redresseur.

Si la surintensité est trop importante, on peut soit choisir une autre référence de diode, soit insérer une résistance supplémentaire r en série avec le secondaire du transformateur (*figure 3.35*).

Sa valeur minimale est :

$$r_{\min} = \frac{E_M}{I_{FSM}} - R_S - r_D$$

Il ne faut pas surdimensionner cette résistance qui accroît la chute de tension et diminue le rendement. La puissance dissipable doit être suffisante :

$$P_{\max} > rI_{D\max}^2$$

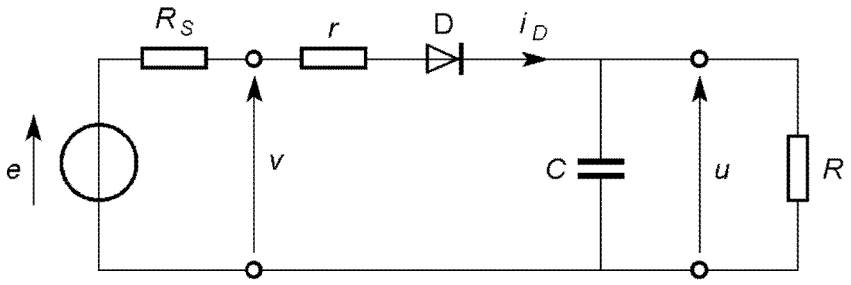


Figure 3.35 – Résistance de limitation de la surintensité à la mise sous tension.

Dans la plupart des petites alimentations dotées d'un transformateur, l'ajout d'une résistance est inutile car la résistance de sortie du transformateur est assez élevée. Par contre, cette résistance devient nécessaire pour des alimentations de forte puissance ou pour des redresseurs branchés directement sur le réseau.

3.3.6 Choix des composants

Le cahier des charges d'un redresseur avec filtre comporte essentiellement la tension moyenne U_0 souhaitée, l'ondulation maximale Δu_{max} tolérée, et l'intensité moyenne $I_{0\,max}$ qu'il est possible de débiter. Dans le cas fréquent où la charge est un régulateur linéaire, c'est le minimum U_{min} de tension à fournir qui est indiqué à la place de la valeur de U_0. On considère ici ce type d'application.

Suivant la sévérité des contraintes, on procède à un calcul plus ou moins précis. Les formules simplifiées du paragraphe précédent permettent de chiffrer un certain nombre de paramètres, mais ne donnent pas de critères précis de choix de tous les éléments. En particulier, le dimensionnement du transformateur est mal défini, même si certaines règles pratiques peuvent être utilisées pour les petites alimentations.

Pour conduire un calcul complet du montage, il faut connaître l'angle de conduction de la diode. Pour cela, il faut d'abord choisir la tension nominale du transformateur. On a vu plus haut qu'il faut avoir au moins en charge :

$$V_{M\,min} = U_{min} + \Delta u_{max} + V_0$$

On fait alors un choix de tension parmi les valeurs disponibles. On estime ensuite la tension à vide E_M de l'appareil (de 10 à 30 % au-dessus de V_M). On ne connaît pas pour l'instant sa valeur exacte puisque la puissance apparente du transformateur n'est pas encore définie. La tension moyenne peut être calculée :

$$U_0 = U_{min} + \frac{\Delta u_{max}}{2}$$

Le demi-angle de conduction est alors donné par la formule :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{U_0 + V_0}{E_M}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On chiffre ensuite la valeur efficace du courant au secondaire du transformateur :

$$I_{D\,max} = I_{0\,max}\sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

On en déduit la puissance apparente du transformateur :

$$S = \frac{E_M}{\sqrt{2}} I_{D\,max}$$

On choisit alors une puissance nominale un peu supérieure. Le transformateur étant défini, on lit dans sa notice la valeur de la tension à vide. On retouche si nécessaire le calcul de α. Le condensateur peut ensuite être défini. Comme on connaît l'angle de conduction de la diode, on peut préciser la formule de l'ondulation :

$$\Delta u = \frac{I_0 T}{C}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

On en déduit la valeur minimale à attribuer à C :

$$C_{min} = \frac{I_{0\,max}}{f\Delta u_{max}}\left(1 - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

On fait un choix dans les séries normalisées disponibles. La marge de sécurité doit être suffisante pour tenir compte des incertitudes de calcul et des tolérances des composants, mais pas excessive car une trop forte valeur de C entraînerait des surintensités néfastes lors des phases de conduction de la diode.

On tient compte également de la tension : le condensateur doit pouvoir supporter la tension de sortie à vide (légèrement inférieure à E_M). On peut ensuite choisir la diode. Cet élément doit supporter un courant direct au moins égal à $I_{0\,max}$ et une tension inverse supérieure à $2E_M$.

Il y a aussi une condition sur le courant de pointe non répétitive I_{FSM} toléré par la diode : il doit être supérieur à la surintensité maximale $I_{\max}$ qui se produit à la mise sous tension.

On calcule également l'intensité maximale qui traverse la diode à chaque période :

$$I_M = \frac{E_M}{\rho}(1 - \cos\alpha)$$

ρ étant la résistance totale du circuit ($R_S + r_D + r$). Cette valeur doit rester en dessous du courant direct de crête répétitif de la diode :

$$I_{FRM} > I_M$$

REMARQUE

La résistance R_S vue du secondaire n'est en général pas donnée directement dans la notice du transformateur. On peut la calculer à partir de la tension

nominale au secondaire U_{2n}, de la tension à vide U_{2v} et de l'intensité nominale I_{2n} :

$$R_S = \frac{U_{2v} - U_{2n}}{I_{2n}}$$

Si les résistances r_1 et r_2 des enroulements sont données, on peut aussi calculer R_S, connaissant le rapport de transformation k par :

$$R_S = r_2 + k^2 r_1$$

Il existe des méthodes plus élaborées qui permettent de préciser les valeurs des angles limites θ_0 et θ_1, alors que la démarche précédente évalue globalement l'angle de conduction 2α de la diode en supposant que le courant est une calotte de sinusoïde. Toutefois, les résultats obtenus par les deux méthodes ne diffèrent que très peu.

3.3.7 Courbes de Schade

Plutôt que de mener les calculs assez longs qui viennent d'être exposés, on peut s'aider d'abaques tracés par Schade[1].

Ces courbes ont été tracées à l'époque pour des redresseurs constitués de diodes à vide. La différence avec les diodes à semi-conducteur utilisées aujourd'hui est l'absence de seuil de conduction et une courbure plus prononcée de la caractéristique. Les abaques de Schade ne donnent donc pas des résultats très précis pour les redresseurs actuels, mais ils restent tout à fait utilisables à condition de prendre en compte le seuil de conduction V_0 sur les courbes de tension. Le dimensionnement d'un redresseur avec cette méthode donne souvent le même choix de composants que le calcul approché (nous le constaterons sur un exemple de redresseur biphasé dans la suite). Les petits écarts de valeurs numériques constatés ne sont pas significatifs compte tenu des imprécisions sur les données, des choix de valeurs normalisées et des marges nécessaires à cause des tolérances sur les paramètres des composants. Lorsque le dimensionnent diffère un peu entre la méthode graphique et celle par calcul approché, c'est souvent la première qui est la meilleure, mais seule une simulation numérique permet véritablement de les départager et de faire le choix optimal.

Une première courbe (*figure 3.36*) donne le rapport de la valeur moyenne U_0 de la tension de sortie à l'amplitude de la force électromotrice d'entrée E_M, diminuée du seuil de diode V_0 en fonction du produit $RC\omega$.

Il s'agit en fait d'un réseau de courbes paramétré par le rapport de la résistance série totale ρ à la résistance de charge R. Pour avoir une tension assez élevée et stable, on a intérêt à travailler sur le plat des courbes ($RC\omega$ au moins égal à quelques dizaines) et avec de faibles rapports (souvent moins de 10 %). Un

[1] Otto H. SCHADE, « Analysis of rectifier operation ». *Proc. of IRE*, Vol. 31, p. 343, 1943.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

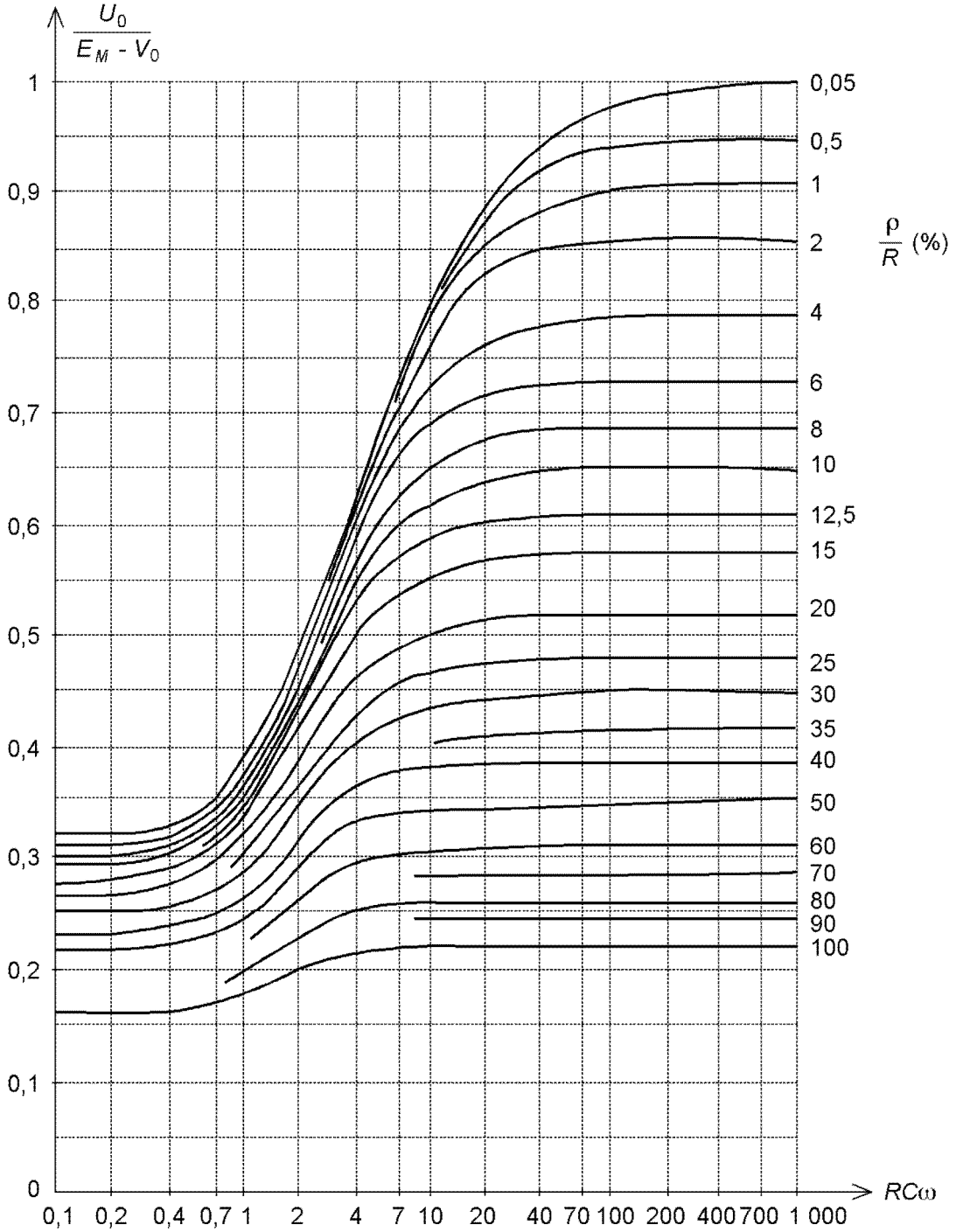


Figure 3.36 – Rapport de la tension moyenne à l'amplitude de la force électromotrice d'entrée diminuée du seuil de la diode, en fonction de *RC*ω, avec ρ/*R* en paramètre, pour un redresseur monophasé.

deuxième réseau de courbes donne le taux d'ondulation β en fonction de *RC*ω), avec le même paramétrage (*figure 3.37*).

Deux autres réseaux indiquent le rapport de l'intensité efficace *I* et de l'intensité de crête répétitive I_M au courant moyen I_0, toujours en fonction de *RC*ω et avec comme paramètre ρ/*R* (*figures 3.38* et *3.39*).

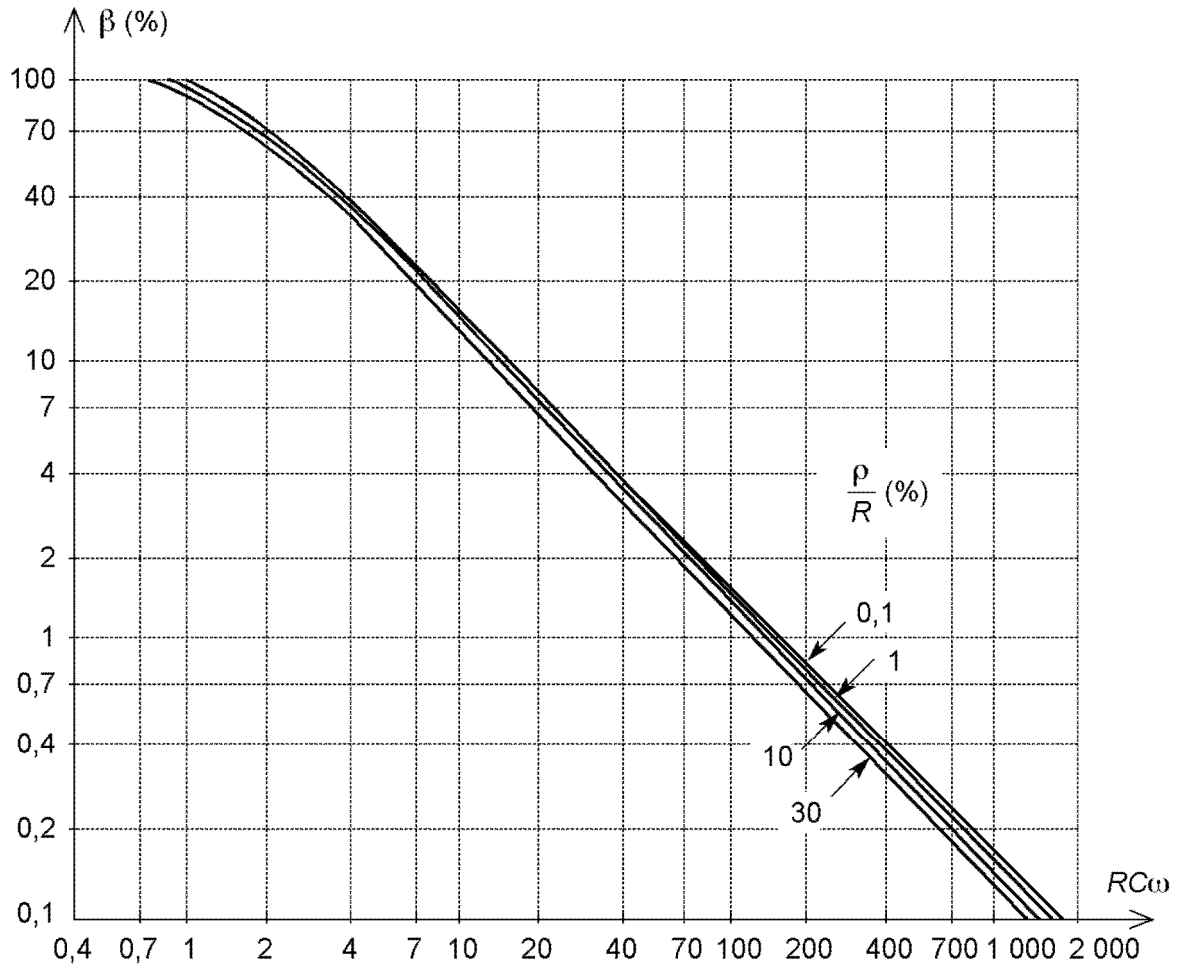


Figure 3.37 – Taux d'ondulation en fonction de $RC\omega$, avec ρ/R en paramètre, pour un redresseur monophasé.

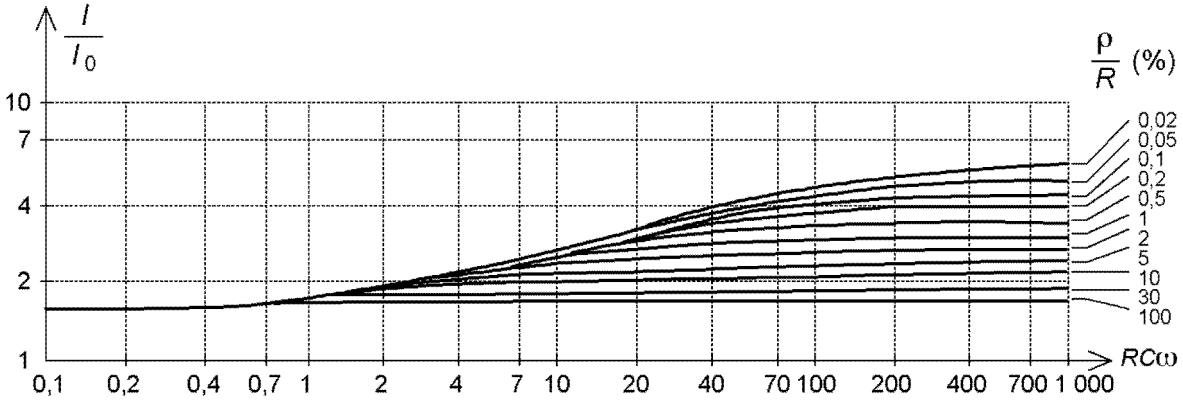


Figure 3.38 – Rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne dans la diode d'un redresseur monophasé, en fonction de $RC\omega$, avec ρ/R en paramètre.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

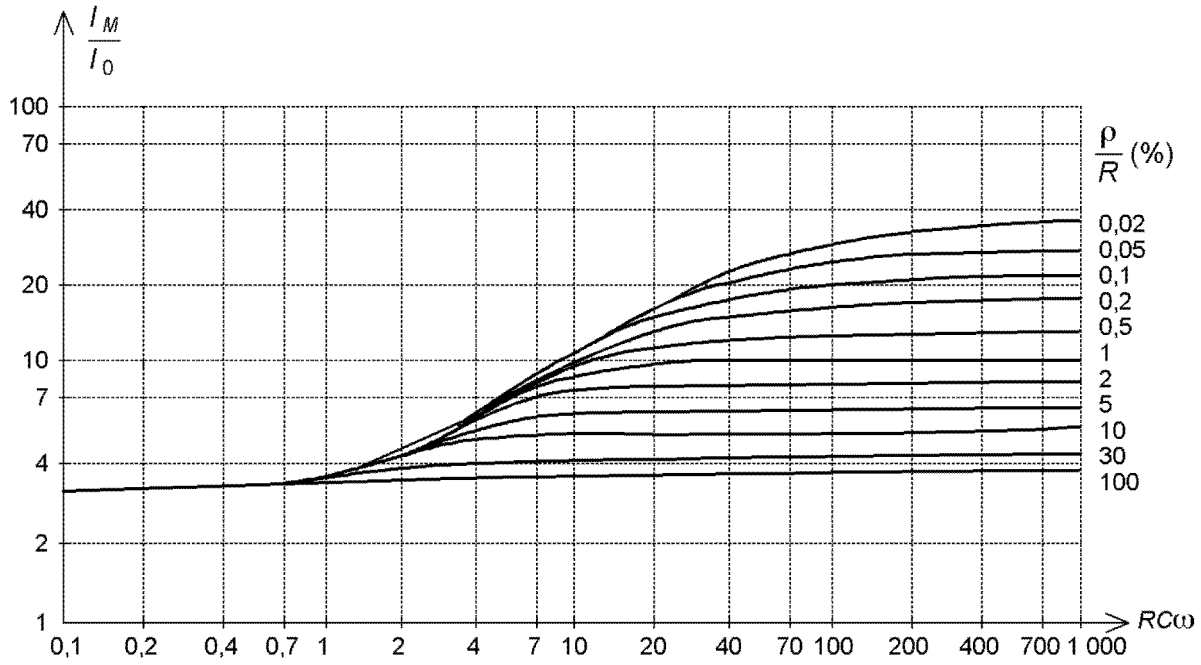


Figure 3.39 – Rapport du courant de crête répétitif à l'intensité moyenne dans la diode d'un redresseur monophasé, en fonction de $RC\omega$, avec ρ/R en paramètre.

Pour concevoir un redresseur avec filtre capacitif, on commence par calculer la résistance équivalente à la charge :

$$R = \frac{U_0}{I_0}$$

Compte tenu des ordres de grandeur habituels, on estime la résistance série ρ. On détermine ensuite la valeur minimale à donner au produit $RC\omega$ pour avoir un taux d'ondulation donné β sur l'abaque. On en déduit la valeur minimale de C et on choisit un condensateur dans les séries normalisées avec une marge de sécurité suffisante.

Après avoir recalculé le produit $RC\omega$, on peut lire le rapport $U_0/(E_M - V_0)$ sur l'abaque correspondant. On en déduit la valeur à donner à la tension à vide E_M du transformateur. On note ensuite l'intensité efficace qui traverse le secondaire et on en déduit la puissance apparente du transformateur.

Le courant moyen et la tension inverse permettent de faire un premier choix de diode. Le calcul de l'intensité de surcharge initiale et la lecture du courant de crête répétitive précisent ce choix. On peut alors calculer plus précisément la résistance totale. Si la valeur trouvée est éloignée de l'estimation de départ, on reprend la même démarche avec ce résultat et on retouche éventuellement les choix effectués.

On n'utilise que très peu le redresseur monophasé car on lui préfère presque toujours le redresseur biphasé branché sur le secteur monophasé. Toutefois, les résultats obtenus précédemment se généralisent facilement aux montages biphasés.

3.4 Caractéristiques d'un redresseur biphasé

3.4.1 Principe

Lorsque les diodes et le transformateur sont idéalisés, il n'y a guère de différences entre les redresseurs biphasés à simple voie (*figure 3.40*) et à double voie (*figure 3.41*).

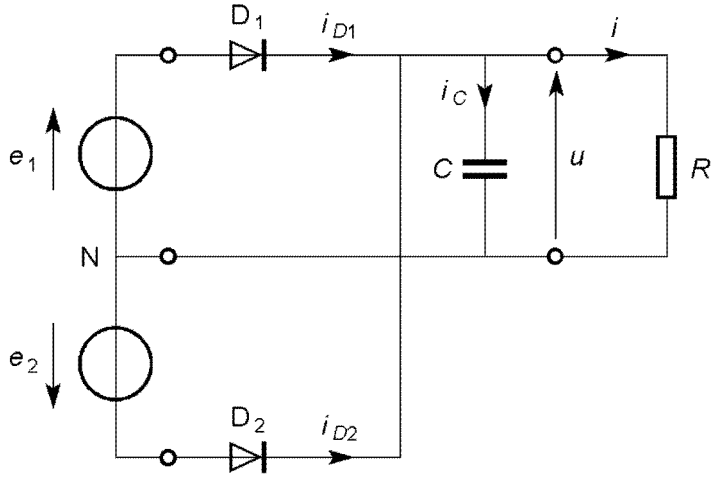


Figure 3.40 – Redresseur biphasé à simple voie avec filtre.

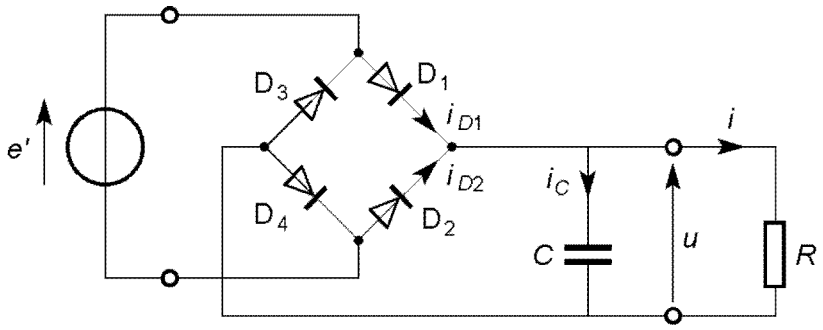


Figure 3.41 – Redresseur biphasé à double voie avec filtre.

Seules les contraintes sur les diodes et le transformateur sont à étudier séparément. On obtient ainsi les mêmes courbes pour la tension de sortie et les différents courants (*figure 3.42*).

L'ondulation de la tension redressée et filtrée a une fréquence double de celle du générateur et son amplitude est inférieure à celle que l'on obtient avec le montage monophasé pour une même valeur de la constante de temps *RC*. La tension maximale supportée par les diodes est $2E_M$ pour le redresseur à simple voie et E'_M pour le montage à double voie.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

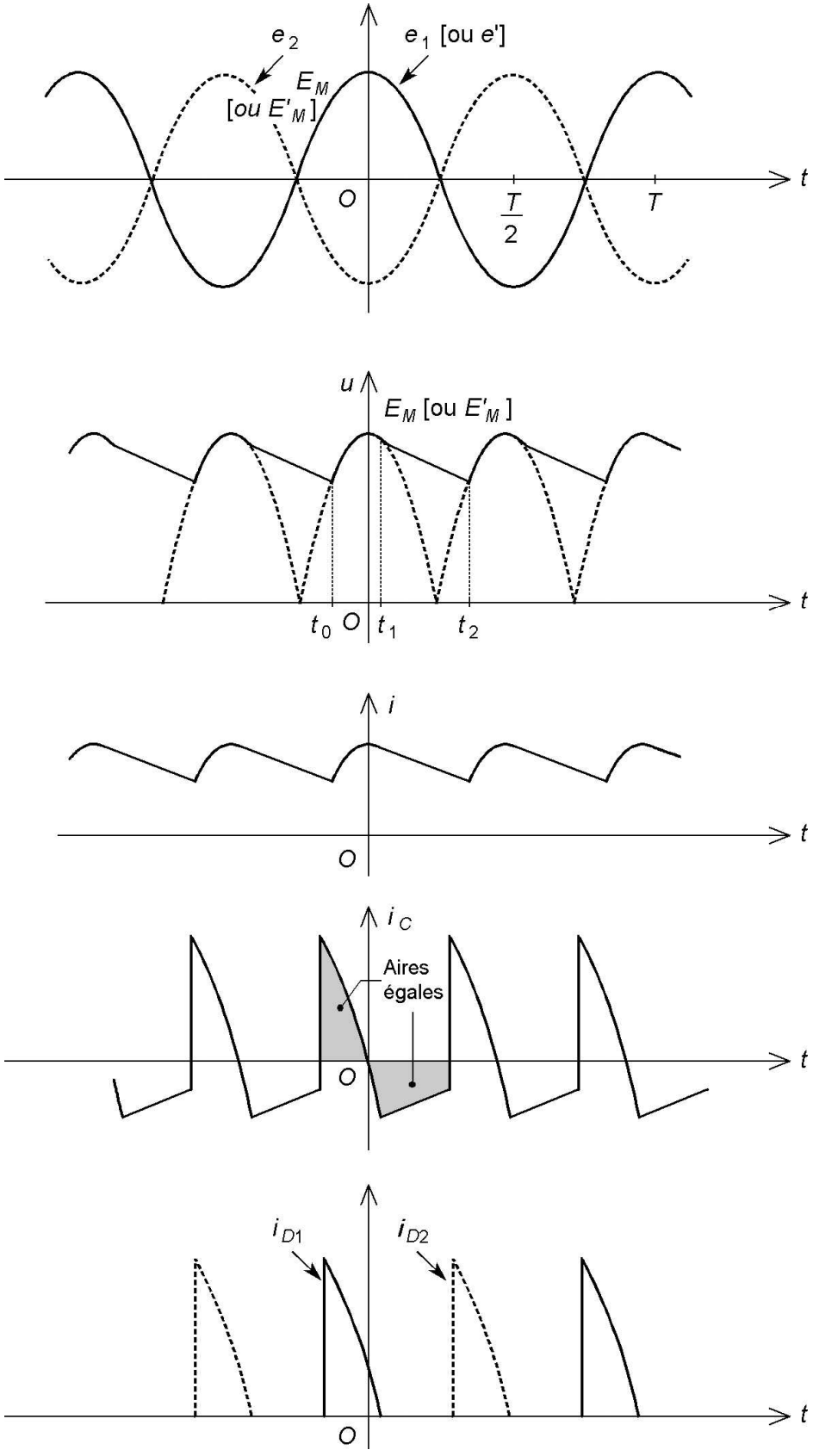


Figure 3.42 – Courbes des signaux dans un redresseur biphasé avec filtre.

Les courants qui parcourent les deux demi-secondaires du transformateur à point milieu du redresseur à simple voie sont directement i_{D1} et i_{D2}. Par contre, dans le montage à double voie, le courant au secondaire du transformateur (ou le courant appelé au secteur en l'absence d'isolement) est :

$$i_2 = i_{D1} - i_{D2}$$

Il est formé de pics alternativement positifs et négatifs (*figure 3.43*).

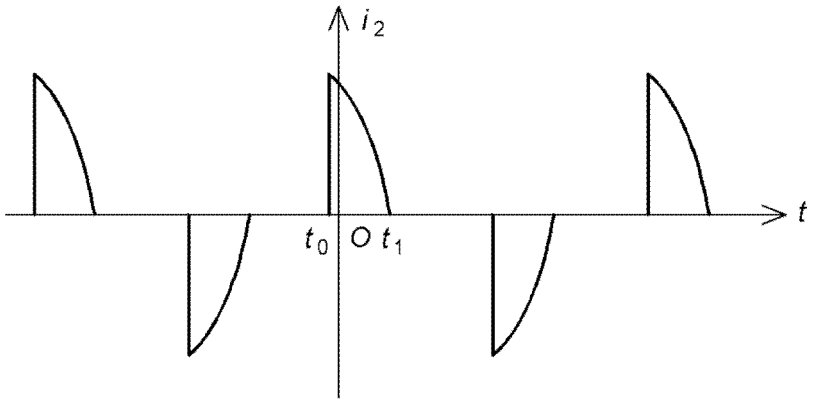


Figure 3.43 – Courant dans le secondaire du transformateur d'un pont de Graetz.

Le calcul des angles limites de conduction de la diode est similaire à celui qui a été fait en monophasé. Le blocage des diodes se produit toujours lorsque le courant s'annule, ce qui donne encore :

$$\theta_1 = \text{Arctan}\,\frac{1}{RC\omega}$$

Par contre, la conduction suivante est le fait de l'autre diode (ou des autres diodes). La valeur de θ_2 est donc différente. Elle est solution de l'équation :

$$E_M \cos\theta_1 \mathrm{e}^{-\frac{\theta_2-\theta_1}{RC\omega}} = -E_M \cos\theta_2$$

On peut obtenir θ_2 par résolution graphique ou numérique et en déduire $\theta_0 = \theta_2 - \pi$. On peut tracer θ_0 en fonction de $RC\omega$ (*figure 3.44*).

La tension moyenne s'exprime par :

$$U_0 = \frac{1}{\pi}\int_{\theta_0}^{\theta_2} u\mathrm{d}\theta$$

Après calcul, on peut tracer la courbe du rapport de U_0 à E en fonction de $RC\omega$ (*figure 3.45*).

Dans des conditions identiques, la tension obtenue dans le montage biphasé est toujours supérieure à celle du redresseur monophasé.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

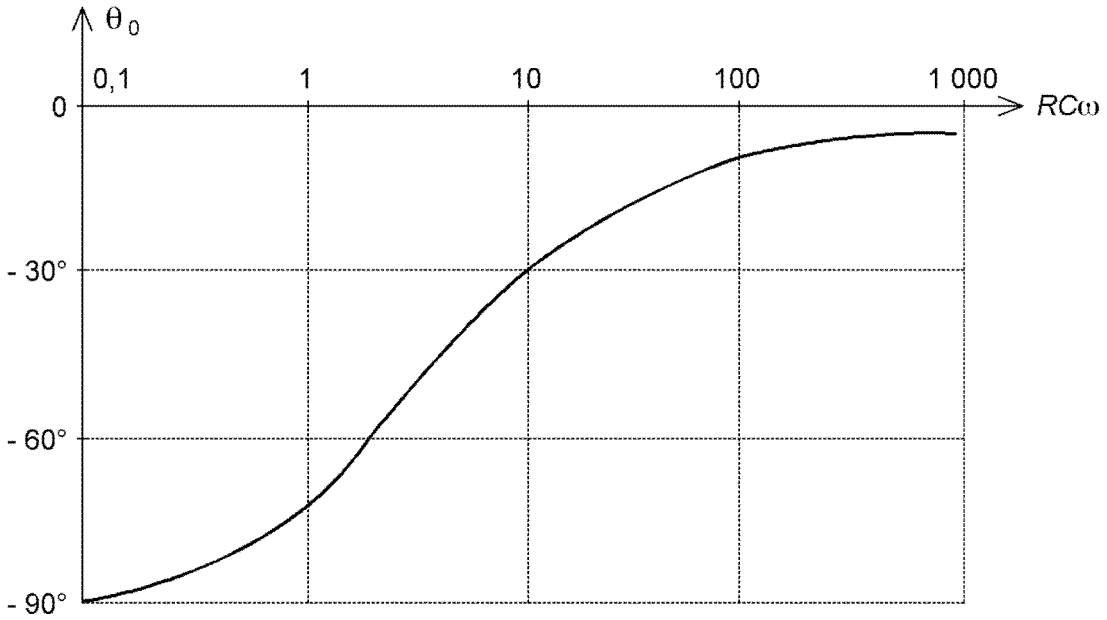


Figure 3.44 – Courbe donnant l'angle limite de conduction de la diode (déblocage).

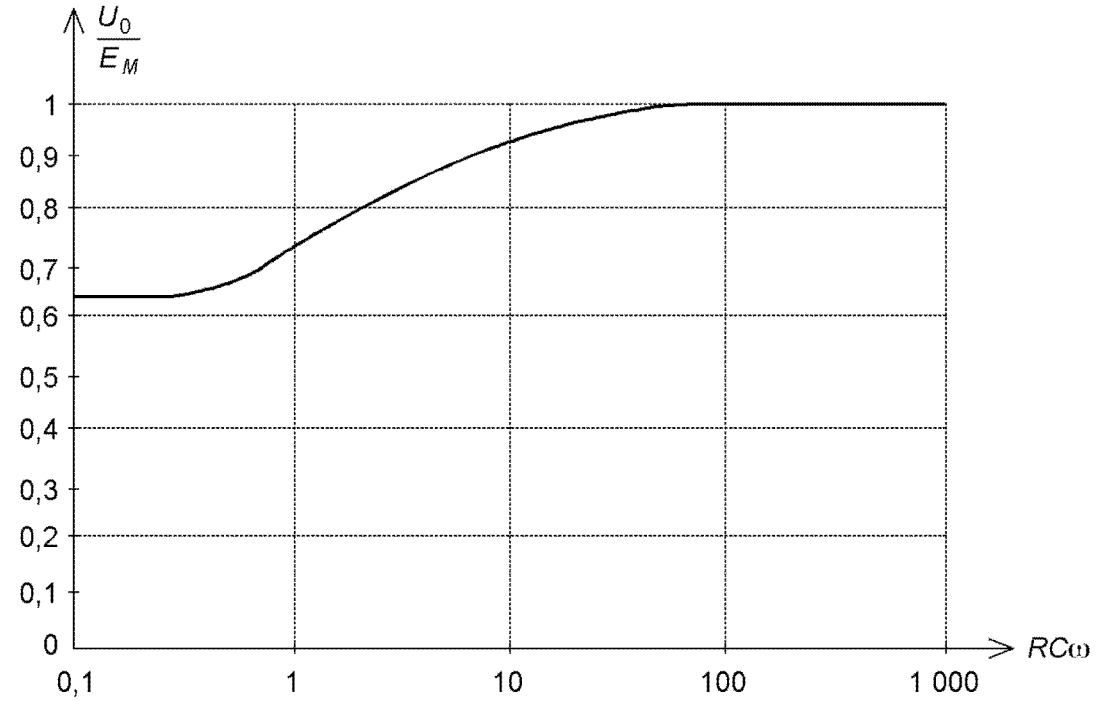


Figure 3.45 – Variation de la tension moyenne en fonction de *RC*ω.

3.4.2 Influence des imperfections des composants

L'étude est similaire à celle qui a été faite en monophasé. Il suffit simplement de modifier le schéma équivalent en fonction du type de redresseur utilisé. Pour le montage à simple voie, on a un demi-secondaire (résistance R_S) et une diode (seuil V_0 et résistance r_D) (*figure 3.46*).

Pour le pont, on a le secondaire (résistance R'_S) et deux diodes passantes en série (*figure 3.47*).

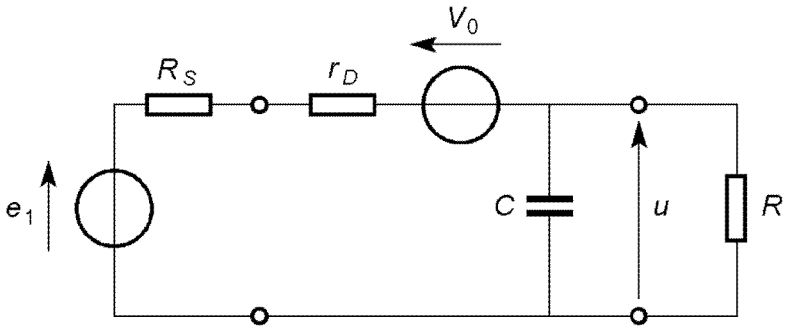


Figure 3.46 – Schéma équivalent au redresseur biphasé à simple voie lorsque D_1 est passante.

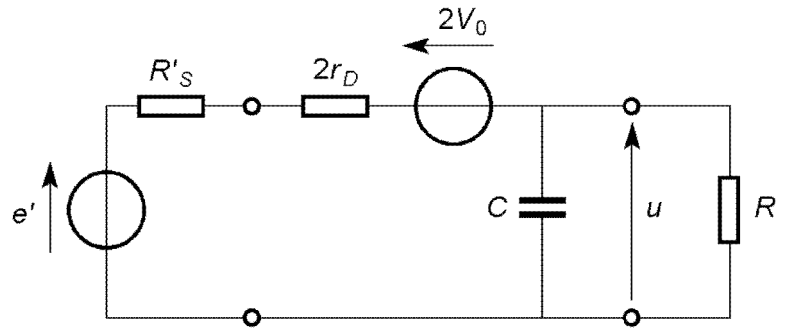


Figure 3.47 – Schéma équivalent au redresseur biphasé à double voie lorsque D_1 et D_4 sont passantes.

3.4.3 Cas particulier d'une faible ondulation

Considérons le redresseur biphasé à simple voie (*figure 3.48*).

Le demi-angle de conduction est toujours :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{U_0 + V_0}{E_M}$$

L'intensité moyenne dans une diode est :

$$I_{D0} = \frac{E_M}{\pi\rho}(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)$$

Le courant dans la charge est double :

$$I_0 = \frac{2E_M}{\pi\rho}(\sin\alpha - \alpha\cos\alpha)$$

La valeur efficace du courant dans une diode est encore donnée par :

$$\frac{I_D}{I_{D0}} = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\,\frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

C'est aussi l'intensité efficace dans un demi-secondaire.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

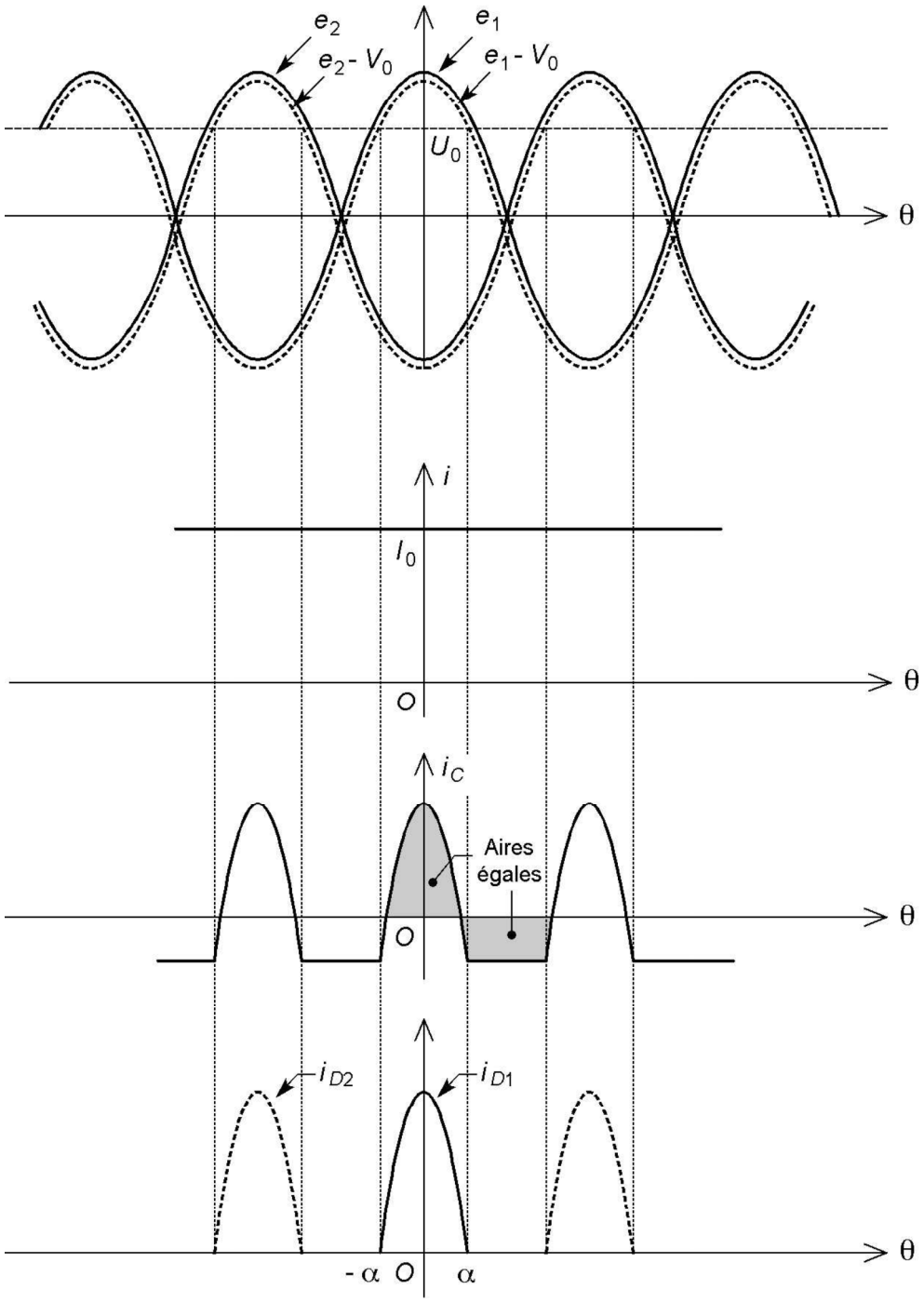


Figure 3.48 – Courbes du redresseur biphasé à simple voie avec filtre lorsque l'ondulation est faible.

Dans le cas du redresseur en pont, on a :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{U_0 + 2V_0}{E'_M}$$

Les expressions des intensités moyennes et efficaces dans les diodes sont identiques à celles qui viennent d'être données. Par contre, le courant dans le secondaire du transformateur a une valeur efficace $\sqrt{2}$ fois plus grande que celle du courant dans une diode (*figure 3.49*).

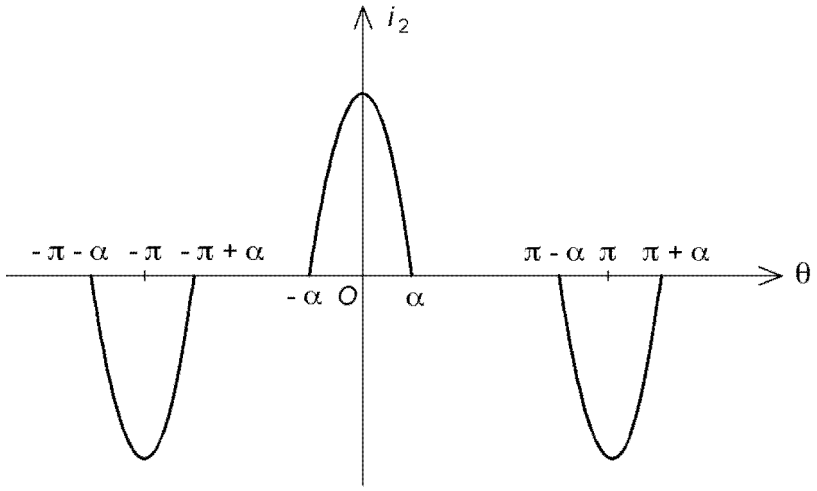


Figure 3.49 – Courant dans le secondaire du transformateur d'un pont de Graetz lorsque l'ondulation est faible.

Comme l'intensité dans la résistance de charge est doublée par rapport au cas du monophasé, on obtient :

$$\frac{I_2}{I_0} = \sqrt{\frac{\pi}{4}} \frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

3.4.4 Calculs approchés

On considère que la décharge du condensateur est linéaire et que sa durée est égale à la période de la tension redressée, donc à la demi-période du générateur d'entrée :

$$I_0 = C\frac{2\Delta u}{T}$$

donc :

$$\Delta u = \frac{I_0}{2fC}$$

Pour avoir une même ondulation maximale, un redresseur biphasé n'exige qu'une capacité deux fois plus faible qu'un redresseur monophasé :

$$C_{min} = \frac{I_{0\,max}}{2f\Delta u_{max}}$$

Le condensateur doit toujours supporter la tension de sortie à vide :

$$V_{C\,max} = U_{0v}$$

Si le seuil de diode est négligeable, la tension moyenne est :

$$U_0 = V_M - \frac{I_0}{4fC}$$

Quand la charge est une résistance R, l'expression peut être modifiée :

$$U_0 = V_M - \frac{U_0}{4fRC}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

soit :

$$U_0 = \frac{4fRC}{1 + 4fRC} V_M$$

Si le seuil n'est pas négligeable, on a respectivement pour les montages à simple et double voie :

$$U_0 = V_M - V_0 - \frac{I_0}{4fC}$$

$$U_0 = V'_M - 2V_0 - \frac{I_0}{4fC}$$

Le taux d'ondulation est la moitié de celui que l'on a obtenu en monophasé :

$$\beta = \frac{1}{4\sqrt{3}RCf}$$

3.4.5 Surintensité à la mise sous tension

Maximum du courant

De la même façon que le redresseur monophasé, un redresseur biphasé subit une surintensité à la mise sous tension. Pour un montage à simple voie, l'intensité maximale du courant dans une diode est :

$$I_{\max} = \frac{E_M - V_0}{R_S + r_D}$$

et pour un montage à double voie :

$$I_{\max} = \frac{E'_M - 2V_0}{R'_S + 2r_D}$$

Toutes les diodes doivent posséder un courant de pointe non répétitive I_{FSM} supérieur à $I_{\max}$.

Dans les alimentations linéaires, la résistance R_S vue au secondaire du transformateur est en général suffisante pour limiter le courant à une valeur compatible avec le maximum autorisé pour les diodes. Par contre, dans les alimentations à découpage, la résistance interne r_r du réseau est parfois trop faible pour assurer une limitation correcte. De plus, elle est mal connue puisqu'elle dépend du point de branchement de l'appareil.

Allure des courbes

Considérons un redresseur en pont de Graetz à vide. La mise sous tension se produit à un instant retardé d'une durée correspondant à un angle α par rapport à un passage à zéro en montant de la sinusoïde. L'origine des temps est choisie à l'instant de la mise sous tension (*figure 3.50*) et la force électromotrice du générateur s'écrit alors :

$$e' = E'_M \sin(\omega t + \alpha)$$

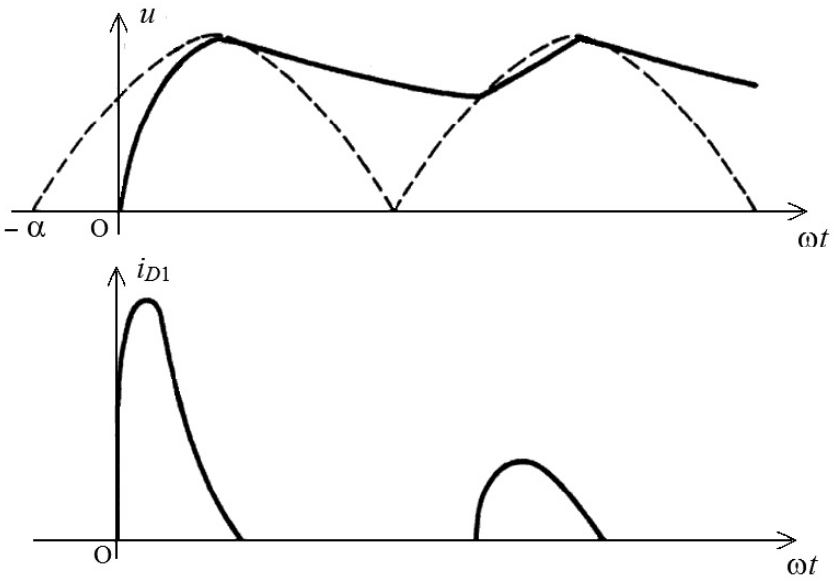


Figure 3.50 – Allure des courbes.

Lorsque les diodes D_1 et D_4 sont passantes (*figure 3.51*), la loi des mailles donne :

$$e' = \rho i_{D1} + 2V_0 + u$$

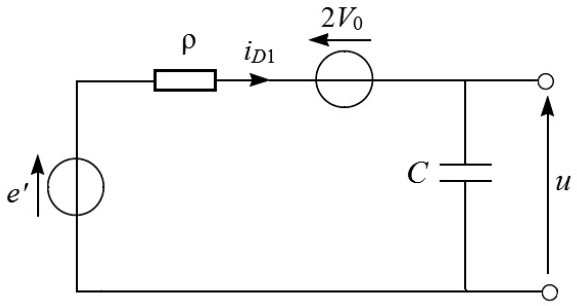


Figure 3.51 – Schéma équivalent du redresseur quand les diodes D_1 et D_4 sont passantes.

La relation entre tension et courant pour le condensateur s'écrit :

$$i_{D1} = C\frac{du}{dt}$$

Nous en déduisons l'équation différentielle qui régit les variations de i_{D1} :

$$\rho C\frac{di_{D1}}{dt} + i_{D1} = C\omega E'_M \cos(\omega t + \alpha)$$

Il s'agit d'une équation différentielle du premier ordre, linéaire et à coefficients constants.

La solution générale de l'équation sans second membre est :

$$i_1 = Ae^{-\frac{t}{\rho C}}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Une solution particulière de l'équation complète est une fonction sinusoïdale :

$$i_2 = \frac{E'_M}{\sqrt{\rho^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}} \sin(\omega t + \alpha - \varphi)$$

avec :

$$\varphi = -\text{Arctan}(\rho C\omega)$$

La solution de l'équation est ainsi :

$$i_{D1} = \frac{E'_M}{\sqrt{\rho}^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2} \sin(\omega ct + \alpha - \varphi) + Ae^{-\frac{t}{\rho C}}$$

La constante A est déterminée à partir des conditions initiales. À l'instant $t = 0^+$, le condensateur est déchargé et l'intensité est :

$$i_{D1} = \frac{E'_M - 2V_0}{\rho}$$

ce qui donne :

$$\frac{E'_M - 2V_0}{\rho} = \frac{E'_M}{\sqrt{\rho^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}} \sin(\alpha - \varphi) + A$$

et donc :

$$A = \frac{E'_M - 2V_0}{\rho} - \frac{E'_M}{\sqrt{\rho^2 + \left(\frac{1}{C\omega}\right)^2}} \sin(\alpha - \varphi)$$

Limitation de la surintensité par une résistance

Il est possible d'ajouter une résistance supplémentaire en série pour limiter le pic de courant, mais les pertes par effet Joule dégradent le rendement de l'alimentation. Il est donc préférable d'utiliser un dispositif spécifique augmentant la résistance uniquement lors de la surintensité. Plusieurs solutions existent, nous allons présenter la plus simple.

Limitation de la surintensité par une thermistance CTN

Une thermistance CTN (coefficient de température négatif, en anglais NTC, *Negative Temperature Coefficient*) est un dipôle dont la résistance diminue fortement et de façon non linéaire en fonction de la température (*figure 3.52*).

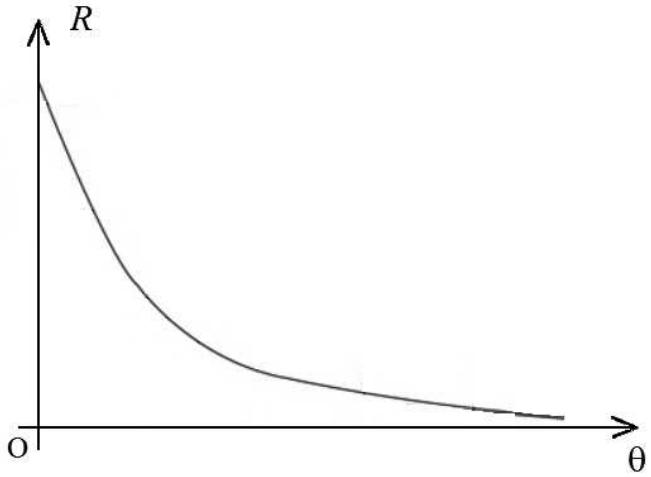


Figure 3.52 – Allure de la courbe de la résistance *R* d'une thermistance CTN en fonction de la température θ.

Une limitation de la surintensité dans un redresseur est obtenue en plaçant une thermistance en amont (*figure 3.53*) ou en aval (*figure 3.54*).

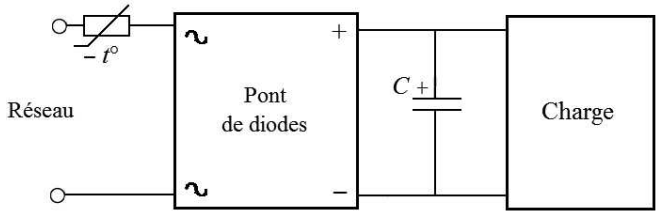


Figure 3.53 – Thermistance en amont du redresseur.

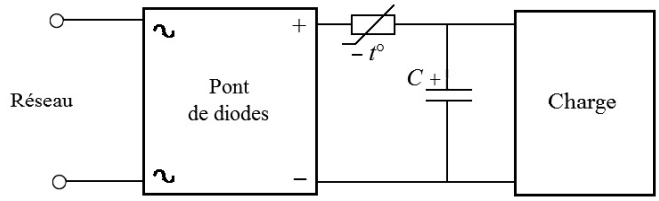


Figure 3.54 – Thermistance en aval du redresseur.

À la mise sous tension, la thermistance est froide. Sa résistance est élevée, ce qui limite l'intensité du courant appelé. La thermistance chauffe par effet Joule pour atteindre une température suffisamment élevée pour que sa résistance soit considérablement réduite. L'effet de limitation disparaît en régime permanent. La résistance est alors assez faible pour que les pertes restent limitées pendant le fonctionnement.

Cette méthode simple présente néanmoins des inconvénients.

- L'efficacité de la limitation du courant dépend fortement de la température ambiante.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

- En cas de coupure brève du réseau, le condensateur se décharge et lorsque le réseau revient, la thermistance est encore chaude et la limitation de courant est inefficace.
- La thermistance provoque une perte supplémentaire qui affecte le rendement de l'alimentation.

3.4.6 Choix des composants

On procède comme en monophasé : choix de la tension au secondaire du transformateur, puis calcul du demi-angle de conduction. On peut ensuite utiliser les formules établies plus haut. La capacité peut être précisée :

$$C_{min} = \frac{I_{0\,max}}{f\Delta u_{max}}\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

De la même façon que précédemment, il faut voir si une résistance de limitation de la surintensité initiale est nécessaire.

Une remarque concerne la manière de préciser l'ondulation souhaitée dans le cahier des charges. On peut donner sa valeur crête à crête Δu ou son amplitude $\Delta u/2$, mais on préfère souvent parler en pourcentage. Il peut s'agir du rapport $\Delta u/U_0$ ou du taux d'ondulation β qui a été défini plus haut avec la valeur efficace de l'ondulation. Ces deux grandeurs sont liées par la relation approchée :

$$\beta = \frac{1}{2\sqrt{3}}\frac{\Delta u}{U_0}$$

Il faut bien faire attention à la grandeur dont on parle : une ondulation relative $\Delta u/U_0$ de 10 % correspond à un taux d'ondulation β de 2,89 %.

Exemple

On se propose de concevoir une alimentation délivrant une tension de valeur moyenne 18 V avec une ondulation relative $\Delta u/U_0$ de moins de 10 %. Le courant débité maximal est de 0,5 A.

On choisit la solution la plus classique : le pont de Graetz. On calcule tout d'abord la tension nécessaire au secondaire du transformateur. Son amplitude est :

$$V'_M = U_0 + 2V_0 + \frac{\Delta u}{2}$$

soit :

$$V'_M = 18 + 2 \times 0,6 + \frac{1,8}{2} = 20,1 \text{ V}$$

La valeur efficace correspondante est :

$$V' = \frac{V_M}{\sqrt{2}} = \frac{20,1}{\sqrt{2}} = 14,2 \text{ V}$$

On prend la valeur la plus proche disponible dans les séries courantes, soit 15 V. Compte tenu de la puissance de l'alimentation, on peut estimer que la tension à vide du transformateur est supérieure d'environ 20 % à sa tension nominale. Cela donne :

$$E' = 1,2V' = 1,2 \times 15 = 18 \text{ V}$$

On peut alors chiffrer le demi-angle de conduction de la diode :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{U_0 + 2V_0}{E'_M}$$

ce qui donne :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{18 + 2 \times 0,6}{18\sqrt{2}} = 41^\circ \quad (\text{ou } 0,716 \text{ rad})$$

La valeur efficace du courant au secondaire du transformateur est donnée par la formule :

$$I_2 = I_0\sqrt{\frac{\pi}{4}}\,\frac{\sqrt{\alpha - 3\cos\alpha\sin\alpha + 2\alpha\cos^2\alpha}}{\sin\alpha - \alpha\cos\alpha}$$

On obtient :

$$I_{2\,max} = 0,5\sqrt{\frac{\pi}{4}}\,\frac{\sqrt{0,716 - 3\cos 0,716\sin 0,716 + 2 \times 0,716\cos^2 0,716}}{\sin 0,716 - 0,716\cos 0,716}$$
$$= 0,813 \text{ A}$$

On calcule ensuite la puissance apparente minimale du transformateur :

$$S = E' I_{2\,max}$$

soit :

$$S = 18 \times 0,813 = 14,6 \text{ VA}$$

On choisit alors parmi les modèles disponibles un transformateur 15 V, 16 VA. Dans sa notice, on lit sa tension à vide : 17,5 V. On peut reprendre plus précisément le calcul de α :

$$\alpha = \text{Arccos}\,\frac{18 + 2 \times 0,6}{17,5\sqrt{2}} = 39,1^\circ \quad (\text{ou } 0,683 \text{ rad})$$

Cette valeur est peu différente de l'estimation de départ et le choix effectué n'est pas remis en cause.

On calcule la capacité minimale nécessaire :

$$C_{min} = \frac{I_{0\,max}}{f\Delta u_{max}}\left(\frac{1}{2} - \frac{\alpha}{\pi}\right)$$

soit :

$$C_{min} = \frac{0,5}{50 \times 1,8}\left(\frac{1}{2} - \frac{0,683}{\pi}\right) = 1,57 \times 10^{-3} \text{ F}$$

On choisit la valeur normalisée 2 200 μF. Les larges tolérances des condensateurs chimiques (souvent 20 %) interdisent d'employer une valeur inférieure.

On aurait pu également utiliser la formule simplifiée :

$$C_{min} = \frac{I_{0\,max}}{2f\Delta u_{max}}$$

ce qui donne :

$$C_{min} = \frac{0,5}{2 \times 50 \times 1,8} = 2,78 \times 10^{-3} \text{ F}$$

Le résultat est assez différent du précédent car l'angle de conduction n'est pas négligeable devant la période. On aurait alors été amené à choisir la valeur normalisée 4 700 μF. Cela conduit à un surdimensionnement du condensateur. Le taux d'ondulation est meilleur que prévu, mais le condensateur est plus encombrant et plus cher, et le courant de crête dans les diodes est plus élevé. Ces inconvénients sont parfois mineurs dans les petites alimentations, mais il est cependant préférable de chiffrer la capacité au plus juste afin d'optimiser les performances du montage.

Le condensateur de filtrage doit supporter la tension de sortie à vide qui atteint la valeur :

$$U_{0v} = E'_M - 2V_0$$

soit :

$$U_{0v} = 17,5\sqrt{2} - 2 \times 0,6 = 23,5 \text{ V}$$

Une tension nominale de 40 V convient.

On peut ensuite choisir les diodes. Elles doivent avoir un courant direct moyen supérieur à 0,25 A et une tension inverse de crête d'au moins $17,5\sqrt{2} = 24,7$ V. Des diodes ordinaires du type 1N4004 conviennent avec une marge de sécurité importante. Le pic de courant à la mise sous tension est, dans le cas le plus défavorable :

$$I_{max} = \frac{E'_M - 2V_0}{R_S + 2r_D}$$

ce qui donne :

$$I_{max} = \frac{17,5\sqrt{2} - 2 \times 0,6}{2,73 + 2 \times 0,5} = 6,31 \text{ A}$$

La résistance de la diode a été chiffrée comme au chapitre précédent, en prenant dans la notice la valeur de la chute de tension (1,1 V) correspondant à un courant donné (1 A) :

$$r_D = \frac{1,1 - 0,6}{1} = 0,5\ \Omega$$

Pour le transformateur, on a calculé l'intensité nominale :

$$I_{2n} = \frac{S_n}{U_{2v}}$$

soit :

$$I_{2n} = \frac{16}{17,5} = 0,914 \text{ A}$$

On en a déduit la résistance vue du secondaire :

$$R_S = \frac{U_{2v} - U_{2n}}{I_{2n}}$$

soit :

$$R_S = \frac{17,5 - 15}{0,914} = 2,73 \ \Omega$$

La pointe de courant pouvant se produire à la mise sous tension est tout à fait acceptable : la diode 1N4004 a un courant de surcharge I_{FSM} de 30 A. Il est donc inutile d'ajouter une résistance de limitation de la surintensité.

On calcule aussi l'intensité maximale qui traverse les diodes à chaque période :

$$I_{DM} = \frac{E'_M}{R_S + 2r_D}(1 - \cos\alpha)$$

soit :

$$I_{DM} = \frac{17,5\sqrt{2}}{2,73 + 2 \times 0,5}(1 - \cos 0,683) = 1,49 \text{ A}$$

Aucun problème pour la diode 1N4004 qui a une intensité de crête répétitive I_{FRM} de 10 A.

Tous les éléments de l'alimentation sont ainsi déterminés. Il faut remarquer que la tension obtenue sera un peu différente de celle qui était souhaitée. Le choix de valeurs normalisées pour la tension au secondaire du transformateur et la capacité de filtrage limite la marge de manœuvre.

Comme il n'y a pas d'ajustage possible, la valeur de la tension de sortie est obligatoirement approximative. Pour obtenir un niveau bien déterminé, la seule solution est de faire appel à une stabilisation ou une régulation (voir chapitres suivants). Compte tenu des valeurs choisies ici, on peut s'attendre à une tension moyenne d'environ :

$$U_0 = 15\sqrt{2} - 2 \times 0,6 - \frac{0,5}{4 \times 50 \times 2,2 \times 10^{-3}} = 18,9 \text{ V}$$

Cette valeur est approchée car la tension en charge du transformateur dépend du courant débité (on a pris ici la valeur nominale), l'ondulation est proportionnelle à ce courant et la capacité est soumise à une large tolérance. La valeur calculée est donc un minimum puisqu'elle est chiffrée à pleine charge et en surestimant les chutes de tension dans le transformateur et par ondulation. Les raisonnements effectués sont d'ailleurs approchés car on a obtenu l'angle de conduction de la diode en supposant la tension de sortie rigoureusement constante, ce qui n'est pas tout à fait le cas.

Malgré toutes ces réserves, la méthode est parfaitement valable pour la détermination des composants, les erreurs dues aux calculs restant toujours négligeables devant les tolérances sur les données.

3.4.7 Courbes de Schade

On dispose également d'abaques pour concevoir les redresseurs biphasés avec filtre capacitif. Un premier réseau (*figure 3.55*) donne le rapport de la tension moyenne U_0 à l'amplitude E_M de la force électromotrice d'entrée, diminuée d'un seuil de diode pour le redresseur à simple voie et de deux seuils pour le montage en pont, en fonction du produit $RC\omega$ (où ω est la pulsation du signal d'entrée), avec le rapport de la résistance série à la résistance de charge R en paramètre.

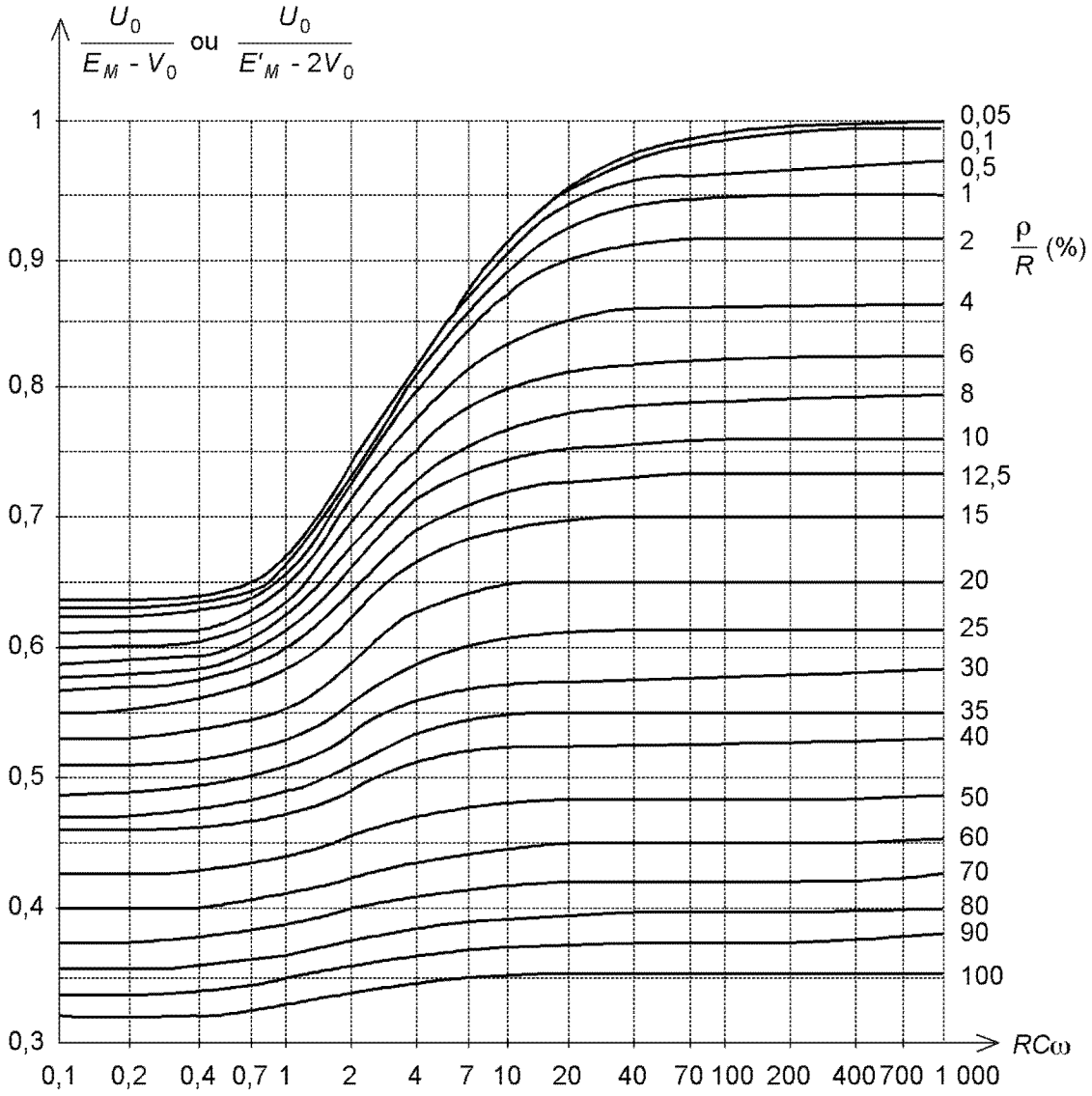


Figure 3.55 – Rapport de la tension moyenne à l'amplitude de la force électromotrice d'entrée diminuée d'un seuil de diode (montage à simple voie) ou de deux seuils (montage à double voie), en fonction de $RC\omega$, avec ρ/R en paramètre, pour un redresseur biphasé.

La seconde courbe donne le taux d'ondulation β toujours en fonction de $RC\omega$, pour quelques valeurs de ρ/R (*figure 3.56*).

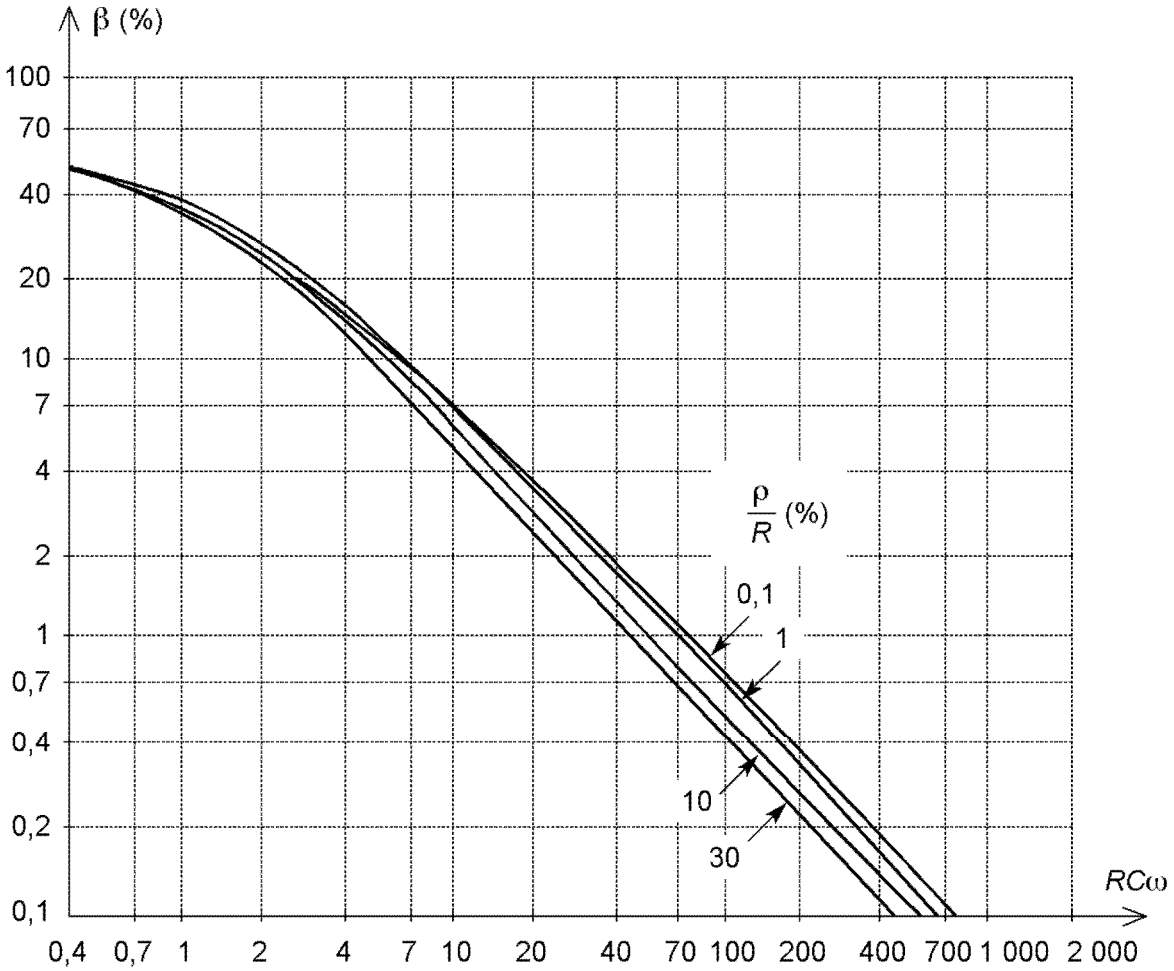


Figure 3.56 – Taux d'ondulation en fonction de $RC\omega$, avec ρ/R en paramètre, pour un redresseur biphasé.

Enfin, deux autres réseaux (*figures 3.57* et *3.58*) précisent le rapport de l'intensité efficace et de l'intensité de crête répétitive au courant moyen pour chaque diode. L'abscisse est cette fois $2RC\omega$ et le paramètre $\rho/2R$.

Exemple

Reprenons le même cahier des charges que dans le paragraphe précédent :

$$U_0 = 18\ \text{V} \qquad \frac{\Delta u_{max}}{U_0} = 10\ \% \qquad I_{0\,max} = 0,5\ \text{A}$$

Calculons la résistance équivalente à la charge pour le débit maximal :

$$R = \frac{18}{0,5} = 36\ \Omega$$

Nous estimons la résistance série totale à quelques ohms. Prenons par exemple :

$$\frac{\rho}{R} = 10\ \%$$

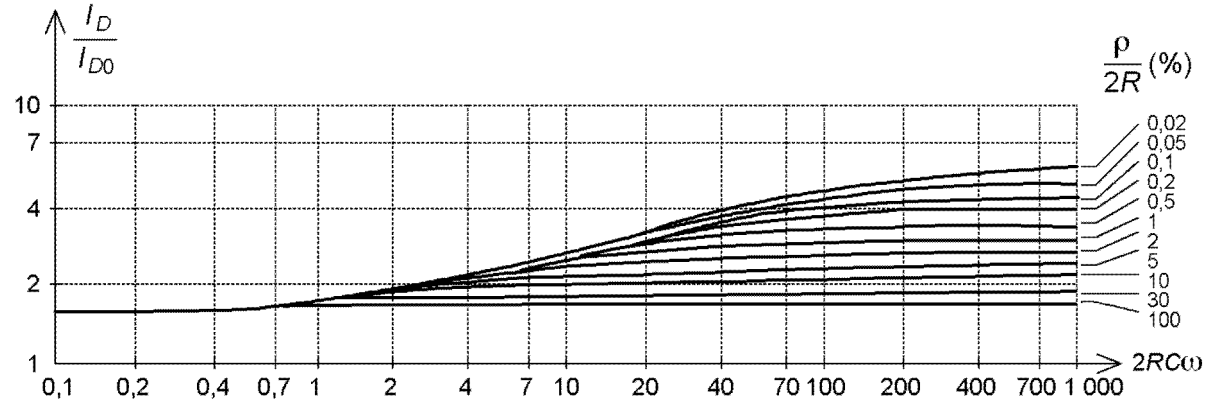


Figure 3.57 – Rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne dans une diode d'un redresseur biphasé, en fonction de $2RC\omega$, avec $\rho/2R$ en paramètre.

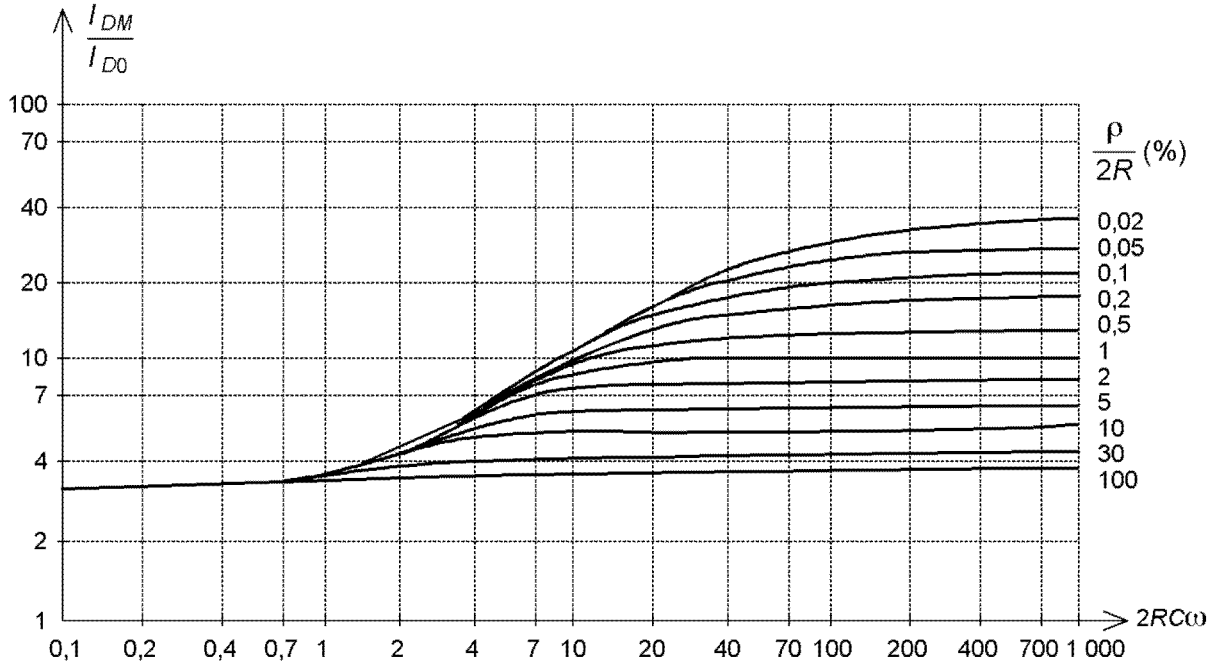


Figure 3.58 – Rapport du courant de crête répétitif à l'intensité moyenne dans une diode d'un redresseur biphasé, en fonction de $2RC\omega$, avec $\rho/2R$ en paramètre.

Calculons ensuite le taux d'ondulation par la formule approchée :

$$\beta = \frac{1}{2\sqrt{3}} \frac{\Delta u}{U_0}$$

Cela donne :

$$\beta_{max} = \frac{1}{2\sqrt{3}} \times 10\ \% = 2,89\ \%$$

Nous pouvons ainsi lire la valeur minimale à donner au produit $RC\omega$ sur l'abaque du taux d'ondulation : environ 18. Nous en déduisons le minimum de capacité de filtrage :

$$C_{min} = \frac{18}{36 \times 2\pi \times 50} = 1,59 \times 10^{-3}\ \text{F}$$

Choisissons donc la valeur normalisée de 2 200 μF et recalculons le produit $RC\omega$:

$$RC\omega = 36 \times 2,2 \times 10^{-3} \times 2\pi \times 50 = 25$$

Ensuite, nous relevons sur l'abaque des tensions moyennes la valeur du rapport $U_0/(E'_M - 2V_0)$:

$$\frac{U_0}{E'_M - 2V_0} = 0,75$$

Nous en déduisons :

$$E'_M = \frac{18}{0,75} + 2 \times 0,6 = 25,2 \text{ V}$$

et donc :

$$E' = 17,8 \text{ V}$$

Un transformateur 230 V/15 V convient. L'intensité efficace dans une diode est lue sur l'abaque correspondant :

$$I_D = 2,2 \times 0,25 = 0,55 \text{ A}$$

L'intensité appelée au secondaire du transformateur est $\sqrt{2}$ fois plus élevée :

$$I_2 = 0,55\sqrt{2} = 0,78 \text{ A}$$

La tension à vide du transformateur est estimée à 18 V (20 % au-dessus de 15 V), ce qui donne une puissance apparente minimale :

$$S = 18 \times 0,78 = 14 \text{ VA}$$

Une puissance nominale de 16 VA peut convenir. Dans la notice, nous vérifions la valeur de la tension à vide : 17,5 V n'est pas trop éloigné de l'estimation de départ. Nous recalculons ensuite la résistance totale ρ. Les résistances des diodes et du transformateur sont chiffrées comme au paragraphe précédent et nous obtenons :

$$\rho = 2,73 + 2 \times 0,5 = 3,73 \ \Omega$$

soit :

$$\frac{\rho}{R} = \frac{3,73}{36} = 10,4 \ \%$$

L'estimation de départ (10 %) était tout à fait correcte. Si ce n'était pas le cas, il faudrait reprendre la démarche avec une nouvelle valeur du rapport des résistances.

Les diodes doivent supporter un courant moyen de 0,25 A (la moitié de l'intensité de sortie) et une tension inverse de crête de $17,5\sqrt{2} = 24,7$ V. Choisissons donc le modèle 1N4004. Nous lisons le courant de crête sur l'abaque correspondant :

$$I_{DM} = 6,5 \times 0,25 = 1,6 \text{ A}$$

Le maximum autorisé n'est pas dépassé. Le courant initial de surcharge se chiffre comme au paragraphe précédent.

En conclusion, nous constatons que les deux méthodes conduisent au même choix dans la conception (*figure 3.59*).

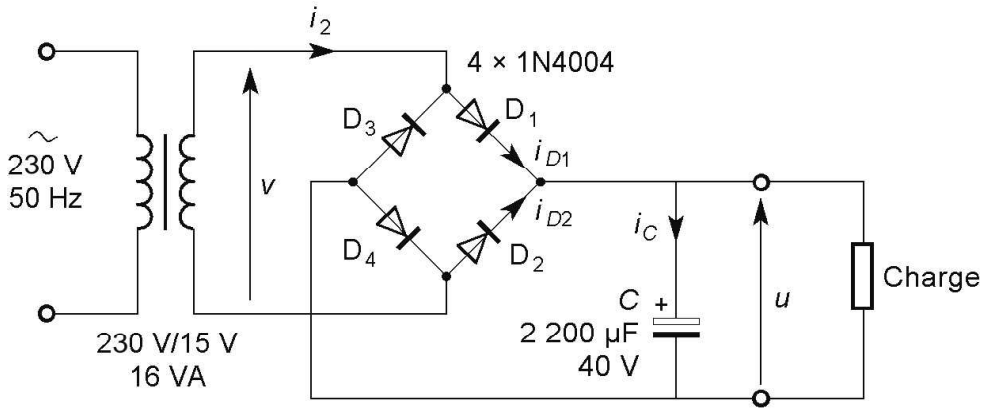


Figure 3.59 – Exemple de redresseur avec filtre capacitif.

Toutefois, quelques divergences apparaissent sur certaines valeurs numériques au cours du calcul. C'est normal, car les deux solutions comportent des imperfections : le calcul ne prend pas en compte la valeur exacte de l'angle de conduction, et la méthode graphique fait appel à des interpolations parfois peu précises.

3.4.8 Simulation numérique

Pour valider les méthodes de conception employées pour ce montage, nous avons procédé à une simulation sur ordinateur à l'aide du logiciel PSPICE. Les modèles des composants pris en compte par ce type de simulation sont nettement plus élaborés que ceux dont on se contente lors d'un calcul manuel et les résultats décrivent bien le comportement réel du dispositif.

L'étude a été faite en régime permanent et à pleine charge (simulée par une source de courant constant). Nous avons tracé la tension v au secondaire du transformateur et la tension u aux bornes de la charge (dans un même repère) puis les différents courants : i_{D1} et i_{D2} dans les deux branches de diodes, i_C dans le condensateur de filtrage et i_2 au secondaire du transformateur (*figure 3.60*).

L'allure des courbes est bien conforme aux prévisions : v est une sinusoïde déformée (à cause de la résistance interne du transformateur), u est une tension faiblement ondulée, les courants i_{D1}et i_{D2} dans les diodes sont des pics se répétant une fois par période, le courant i_C dans le condensateur est formé de pics se répétant deux fois par période et sa valeur moyenne est nulle, et le courant i_2 au secondaire du transformateur est constitué de pics alternatifs. Les résultats obtenus sont conformes au cahier des charges : la valeur moyenne de la tension de sortie est 17,7 V et son ondulation crête à crête 1,4 V, ce qui est bien inférieur aux 10 % souhaités.

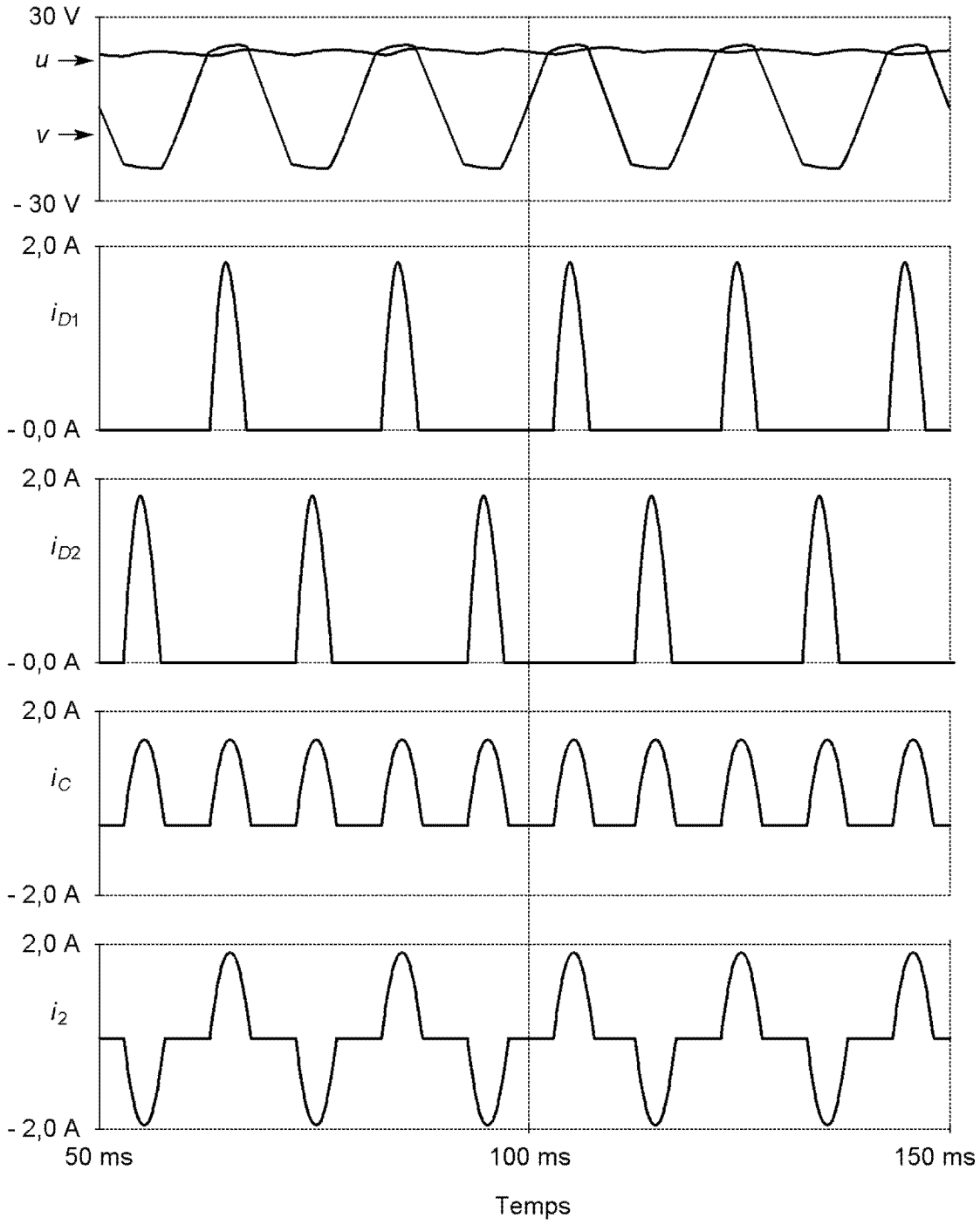


Figure 3.60 – Résultat de la simulation PSPICE de l'exemple de redresseur.

Par contre, les valeurs obtenues pour les paramètres du circuit sont un peu différentes des prévisions : le demi-angle de conduction est de 37,5° au lieu des 39,1° donnés par le calcul approché, le courant maximal dans les diodes en régime permanent vaut 1,8 A alors que le calcul approché le chiffrait à 1,49 A et l'abaque de Schade à 1,6 A. L'expérimentation du circuit permet de confirmer ces valeurs.

En conclusion, seule une simulation sur ordinateur conduit à une analyse fine du comportement d'un redresseur avec filtre capacitif. Le calcul théorique est soit trop compliqué pour être exploité à la main, soit trop approché pour donner des

résultats précis. Néanmoins, les méthodes de conception utilisant des formules approchées ou les abaques de Schade sont exploitables, à condition de choisir les marges de sécurité appropriées, ce qui n'est pas très gênant compte tenu du manque de précision des données sur les composants.

3.5 Comparaison des trois montages

Le redresseur monophasé a l'avantage de la simplicité : il ne comporte qu'une diode. Par contre, ses performances sont très médiocres : le condensateur de filtrage doit avoir une capacité élevée pour obtenir une ondulation acceptable quand le courant de sortie n'est pas très faible.

De plus, si on utilise un transformateur, celui-ci fonctionne dans de très mauvaises conditions : la composante continue du courant débité par le secondaire tend à saturer le circuit magnétique. Il en résulte que ce transformateur devra être surdimensionné par rapport à la puissance fournie.

Tous ces inconvénients font que le redresseur monophasé est très peu utilisé, sauf lorsque la puissance est faible : on ne dépasse pas des courants de quelques dizaines de milliampères.

Dans les alimentations continues, on préfère en général un redressement biphasé : les performances sont bien meilleures pour des montages qui peuvent être branchés sur le réseau monophasé.

Les redresseurs biphasés à simple ou à double voie apportent des améliorations semblables. Le condensateur de filtrage a besoin d'une capacité moindre pour effectuer la même tâche. Le transformateur fonctionne dans de meilleures conditions puisque l'enroulement secondaire n'est pas parcouru par une composante continue de courant.

Les deux types de redresseurs biphasés comportent chacun des avantages et des inconvénients. Le redressement à simple voie ne nécessite que deux diodes, contre quatre pour le redressement à double voie. Cela entraîne une plus faible chute de tension due aux imperfections des diodes dans le redresseur à simple voie : ce point est intéressant lorsque les tensions à traiter ne dépassent pas la dizaine de volts.

Le montage en pont ne demande que des diodes de tension inverse E_M (avec cependant une bonne marge de sécurité), alors que le redresseur à simple voie exige une tension $2E_M$. Cette propriété est importante lorsque l'on utilise des tensions élevées.

Le montage à simple voie a une propriété avantageuse pour la transmission des parasites véhiculés par le secteur : ceux-ci arrivent en opposition sur les deux tensions biphasées et se retranchent pour le signal redressé. Par contre, le redresseur

en pont n'exige pas la présence d'un transformateur, ce qui est particulièrement utile pour les alimentations à découpage.

Quand l'isolement est nécessaire, le pont de Graetz se contente d'un transformateur ordinaire, alors que le redresseur biphasé à simple voie ne peut être branché sur le réseau que par l'intermédiaire d'un transformateur à point milieu. La moindre dissymétrie entre les deux parties du secondaire entraîne une déformation de la tension redressée, qui comporte alors une composante à la fréquence du secteur dans son spectre. De plus, le transformateur est moins bien utilisé dans le montage à simple voie puisque seule la moitié du secondaire est parcourue par un courant à chaque alternance.

Dans les mêmes conditions (tension de sortie et nombre de spires total du secondaire du transformateur), le redresseur en pont permet de disposer d'une puissance utile supérieure pour une puissance apparente du transformateur donnée. Quand on veut disposer de tensions redressées symétriques, le pont de Graetz a l'inconvénient d'imposer un transformateur à deux secondaires isolés, ce qui lui fait perdre son principal atout devant le redresseur à simple voie.

Compte tenu de ces différents points de comparaison, on constate dans la pratique que les deux types de redresseurs biphasés sont utilisés. Le pont de Graetz est le plus souvent rencontré. Il est le seul possible si le circuit est branché directement sur le secteur.

Le redresseur à simple voie a la préférence pour les tensions peu élevées et lorsque les parasites doivent être éliminés le mieux possible (systèmes programmés, appareils haute fidélité). Enfin, pour l'obtention de tensions symétriques, on trouve le plus souvent le montage à simple voie.

3.6 Pollution harmonique

3.6.1 Phénomène

Les redresseurs avec filtre capacitif branchés sur le réseau (directement ou par l'intermédiaire d'un transformateur) figurent parmi les plus importants pollueurs harmoniques. En effet, le courant demandé au réseau, formé de pics de courte durée et d'amplitude importante, est particulièrement riche en harmoniques. La puissance de la plupart des alimentations continues est certes modeste, mais la multiplication des appareils électroniques branchés sur le réseau provoque une perturbation globale non négligeable.

La courbe du courant appelé par un redresseur présentant la symétrie de glissement, seuls les harmoniques de rang impair existent. Par contre, leur amplitude reste assez importante jusqu'à un rang élevé (*figure 3.61*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

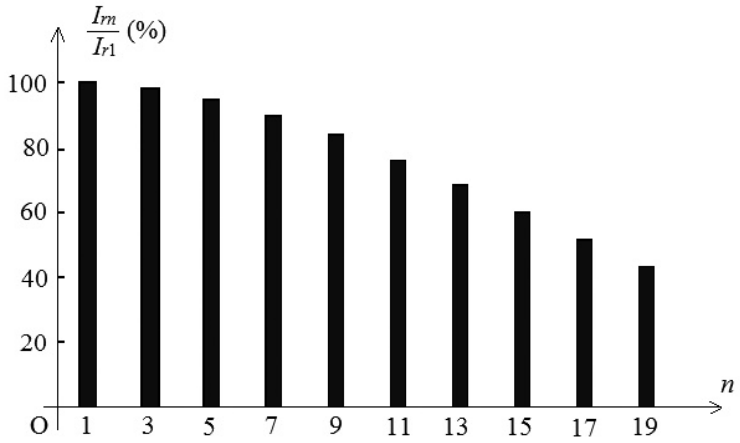


Figure 3.61 – Spectre du courant appelé par un redresseur avec filtre capacitif (rapport de la valeur efficace des harmoniques à la valeur efficace du fondamental en fonction du rang).

Il est impossible d'établir des formules littérales pour les amplitudes des harmoniques du courant, son taux de distorsion ou la puissance déformante. Seule une simulation numérique permet de déterminer ces paramètres.

Exemple

Considérons un redresseur biphasé en pont de Graetz branché directement sur le réseau monophasé (comme dans de nombreuses alimentations à découpage). La valeur efficace de la tension est 230 V et sa fréquence 50 Hz. Il faut tenir compte de la résistance interne et de l'inductance interne du réseau car elles interviennent de façon non négligeable sur les caractéristiques des pics de courant appelés par le montage. Nous estimons ces paramètres à $r_r = 0{,}6\ \Omega$ et $l_r = 0{,}4$ mH. Le condensateur de filtrage a une capacité $C = 470\ \mu$F. La charge consomme un courant d'intensité constante $I_0 = 1$ A. Elle est donc modélisée par une source de courant continu (*figure 3.62*).

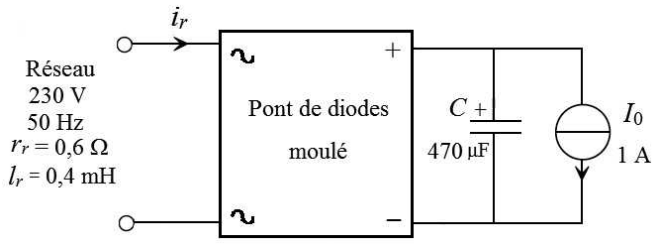


Figure 3.62 – Redresseur en pont de Graetz branché directement sur le réseau.

Pour chiffrer l'influence du montage sur le réseau, nous avons procédé à une simulation avec le logiciel PSIM. L'intensité i_r du courant appelé par le redresseur est formée de pics alternatifs d'amplitude $I_{rM} = 10{,}4$ A (*figure 3.63*).

L'intensité efficace du courant est $I_r = 2{,}83$ A. Son taux de distorsion est $d = 183$ %, ce qui est énorme. Pour préciser le spectre du courant, la fonction FFT (*Fast Fourier Transform*) permet d'obtenir les amplitudes du fondamental et

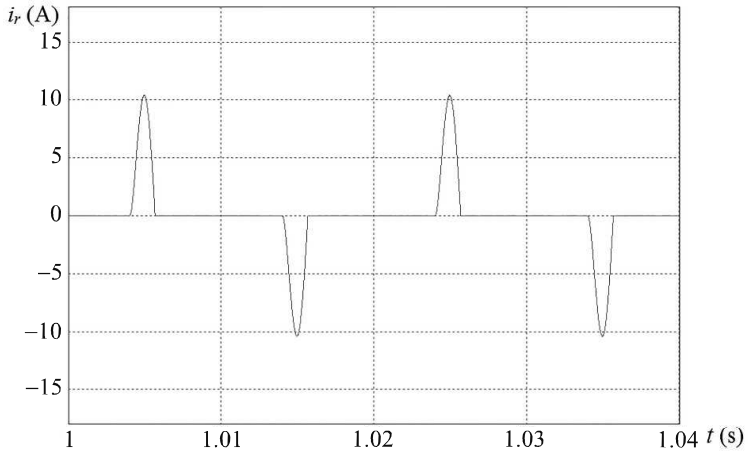


Figure 3.63 – Courbe de l'intensité du courant appelé par le redresseur.

des harmoniques et d'en déduire les valeurs efficaces correspondantes par une division par $\sqrt{2}$ (*tableau 3.1*).

Tableau 3.1 – Valeurs efficaces du fondamental et des harmoniques du courant appelé par le redresseur.

	Fondamental	Harmoniques				
Rang	1	3	5	7	9	11
Fréquence (Hz)	50	150	250	350	450	550
Valeur efficace (A)	1,41	1,34	1,23	1,07	0,877	0 ,675

La valeur efficace des harmoniques décroît avec leur rang, mais de façon particulièrement lente. Il en résulte la présence de nombreux harmoniques d'amplitude non négligeable.

Le logiciel permet aussi de mesurer la puissance active consommée par le montage $P = 323$ W, la puissance réactive $Q = -5{,}82$ var et la puissance apparente $S = 653$ VA. Nous en déduisons le facteur de puissance :

$$f_P = \frac{P}{S}$$

$$f_P = \frac{323}{653} = 0{,}495$$

Ce facteur de puissance est particulièrement mauvais.

Nous pouvons aussi calculer la puissance déformante :

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}$$

$$D = \sqrt{653^2 - 323^2 - (-5{,}82)^2} = 567 \text{ VAD}$$

Nous constatons que l'insuffisance du facteur de puissance provient d'une importante puissance déformante alors que la puissance réactive n'intervient que très peu.

Ces différentes valeurs numériques confirment l'importante pollution harmonique engendrée par un redresseur avec filtre capacitif.

3.6.2 Norme

La norme NF EN 61000-3-2 répartit les appareils en quatre classes désignées par A, B, C et D. Les redresseurs avec filtre capacitif font en général partie de la classe D qui concerne les appareils ayant un courant d'entrée à « forme d'onde spéciale » et dont la puissance active d'entrée est inférieure ou égale à 600 W. La norme donne un gabarit pour le courant d'entrée définissant la « forme d'onde spéciale » (*figure 3.64*).

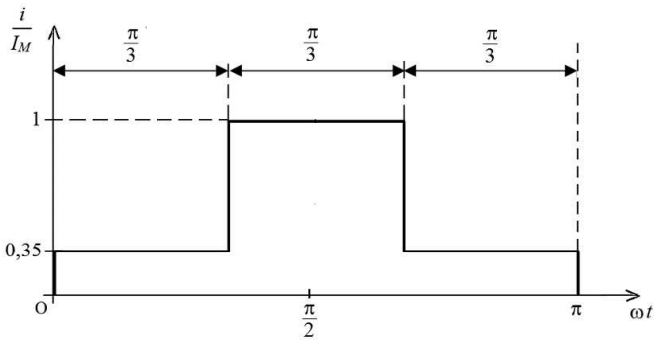


Figure 3.64 – Gabarit pour le courant d'entrée définissant la « forme d'onde spéciale ».

Il faut alors respecter les intensités efficaces maximales des harmoniques du courant (*tableau 3.2*).

Tableau 3.2 – Limites pour les appareils de classe D.

Rang de l'harmonique n	Rapport maximal autorisé de l'intensité efficace de l'harmonique à la puissance active d'entrée (mA/W)
3	3,4
5	1,9
7	1,0
9	0,5
11	0,35
$13 \leq n \leq 39$ (rangs impairs)	$\frac{3,85}{n}$

Exemple

Vérifions si le redresseur de l'exemple précédent respecte la norme. Pour cela, nous calculons les limites autorisées pour l'intensité efficace des harmoniques compte tenu de la puissance active $P = 323$ W et nous les comparons aux valeurs obtenues par la simulation (*tableau 3.3*).

Tableau 3.3 – Comparaison entre les valeurs obtenues pour les redresseurs de l'exemple et les limites autorisées.

Rang de l'harmonique n	Intensité efficace de l'harmonique (A)	Intensité efficace maximale autorisée de l'harmonique (A)
3	1,34	1,10
5	1,23	0,614
7	1,07	0,323
9	0,877	0,162
11	0 ,675	0,113

Nous constatons que le montage est loin de satisfaire à la norme. Pour remédier à ce problème, plusieurs solutions existent.

Il est possible d'agir du côté de la charge. Une moindre exigence sur le taux d'ondulation de la tension de sortie peut parfois résoudre le problème car l'amplitude du courant d'entrée diminue. Si ce n'est pas suffisant, le fait d'intercaler une bobine en série dans la liaison entre la sortie du pont redresseur et le condensateur réduit fortement les intensités efficaces des harmoniques. Toutefois, la bobine est lourde et encombrante, ce qui fait que cette solution est peu employée dans les petites alimentations.

Il est également possible d'agir du côté du réseau. L'ajout d'une petite bobine dans un fil de ligne améliore les choses en lissant un peu le courant. Si cela ne suffit pas, l'utilisation d'un filtre anti-harmoniques est nécessaire. La difficulté est qu'il faut atténuer de nombreux harmoniques alors que les filtres simples comme le circuit résonnant n'éliminent qu'un seul harmonique (souvent celui de rang 3).

Il n'existe donc pas de solution universelle qui soit simple et efficace.

3.7 Redresseur à appel de courant sinusoïdal

Nous venons de voir qu'il est difficile de remédier à la pollution harmonique des redresseurs avec filtrage capacitif. Il est donc préférable d'utiliser un montage qui ne crée pas d'harmoniques.

Un redresseur à appel de courant sinusoïdal (appelé aussi à absorption sinusoïdale) est un convertisseur qui appelle un courant pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension, ce qui conduit à un facteur de puissance proche de l'unité (*figure 3.65*).

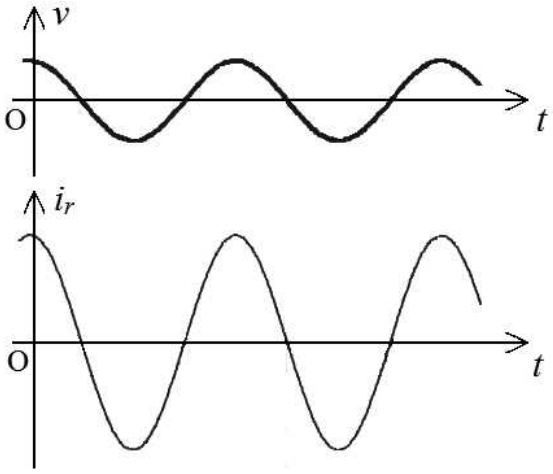


Figure 3.65 – Courbes de la tension et du courant.

Il s'agit d'un dispositif capable de maîtriser à la fois la forme du courant appelé par le redresseur et la forme de la tension appliquée à la charge. La solution la plus courante est de faire suivre le pont redresseur par un convertisseur à découpage élévateur de tension (*figure 3.66*).

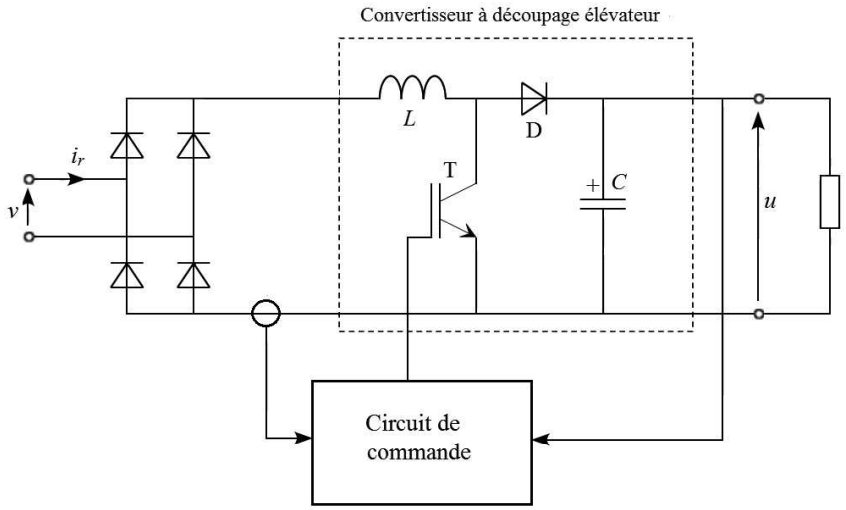


Figure 3.66 – Redresseur à appel de courant sinusoïdal.

Le circuit de commande par modulation de largeur d'impulsion de l'interrupteur commandé T permet de maintenir un courant pratiquement sinusoïdal en phase avec la tension.

CHAPITRE 4

STABILISATEURS ET RÉGULATEURS
GÉNÉRALITÉS

On peut réaliser une alimentation continue avec les éléments étudiés jusqu'à présent : transformateur, redresseur et filtre. Toutefois, les performances obtenues sont médiocres car la tension de sortie n'est pas bien constante. En particulier, quand la charge appelle un courant croissant, la valeur moyenne de la tension redressée et filtrée diminue et son ondulation augmente. Pour améliorer les choses, on ajoute en général un stabilisateur ou un régulateur.

4.1 Classification

4.1.1 Stabilisateur et régulateur

Dans les deux cas, la fonction réalisée est la même : le but est de maintenir constante la tension aux bornes d'une charge. La façon d'y parvenir est par contre différente. Dans un stabilisateur, on utilise simplement les propriétés non linéaires de certains composants comme la diode Zener pour minimiser les variations de tension. C'est la méthode la plus élémentaire, mais elle n'est utilisable qu'avec des courants assez faibles. En revanche, un régulateur est un système bouclé qui asservit la tension de sortie à une référence très stable. Les performances sont supérieures, même avec un débit élevé. Le schéma est un peu plus complexe, mais l'existence de circuits intégrés spécialisés facilite beaucoup la tâche de l'utilisateur. Les notions qui seront définies dans la suite s'appliquent aussi bien aux régulateurs qu'aux stabilisateurs.

4.1.2 Régulateur de tension et régulateur de courant

Le plus souvent, c'est la tension aux bornes de la charge qui doit être maintenue constante : le circuit est un régulateur de tension. En revanche, on cherche parfois à imposer un courant constant à la charge : le circuit est alors un régulateur de courant.

4.1.3 Régulateur linéaire et régulateur à découpage

Les régulateurs linéaires utilisent un transistor en régime d'amplification pour modifier la tension de sortie en fonction des écarts détectés. L'élément régulateur peut être placé soit en série avec la charge (*figure 4.1*), soit en parallèle (*figure 4.2*).

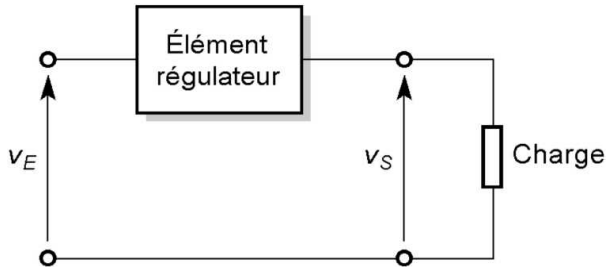


Figure 4.1 – Régulateur série.

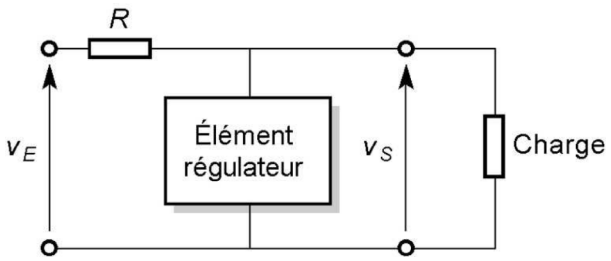


Figure 4.2 – Régulateur parallèle.

Le régulateur série est de loin le plus utilisé. Le transistor (bipolaire ou MOS) qui produit la chute de tension entre l'entrée et la sortie est commandé par un amplificateur d'erreur qui compare une fraction de la tension de sortie à une référence (*figure 4.3*).

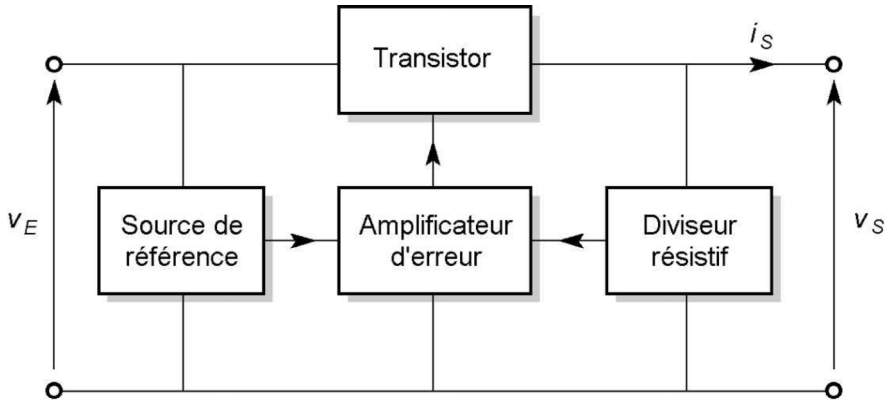


Figure 4.3 – Principe d'un régulateur linéaire.

L'asservissement consiste à toujours compenser les variations éventuelles détectées en sortie par une action sur la chute de tension aux bornes du transistor. Le gros inconvénient de ce type de montage est qu'une puissance importante est perdue dans le transistor :

$$P_T = (v_E - v_S)\, i_S$$

En négligeant la consommation propre du régulateur, on peut estimer que le courant d'entrée est égal au courant de sortie. Le rendement est donc :

$$\eta = \frac{v_S i_S}{v_E i_E} \approx \frac{v_S}{v_E}$$

Ce rendement sera faible si la tension de sortie est très différente de la tension d'entrée. Le régulateur linéaire a cependant des qualités : une bonne régulation vis-à-vis des variations de charge, une rapidité de réponse aux perturbations ainsi qu'une faible ondulation résiduelle de la tension de sortie.

Les régulateurs à découpage procèdent de façon différente. La tension continue appliquée à l'entrée est hachée par un commutateur électronique, puis filtrée par un circuit associant bobine et condensateur. L'utilisation de composants inductifs permet de stocker une énergie importante qui sert à l'alimentation de la charge lorsque celle-ci n'est plus reliée à l'entrée par le commutateur.

Si les valeurs de l'inductance et de la capacité sont suffisantes, la tension de sortie est pratiquement continue. En faisant varier les durées des deux états du commutateur, on modifie la tension de sortie. La régulation s'effectue donc en agissant sur le générateur de commande des commutations, après comparaison de la tension obtenue avec une référence (*figure 4.4*).

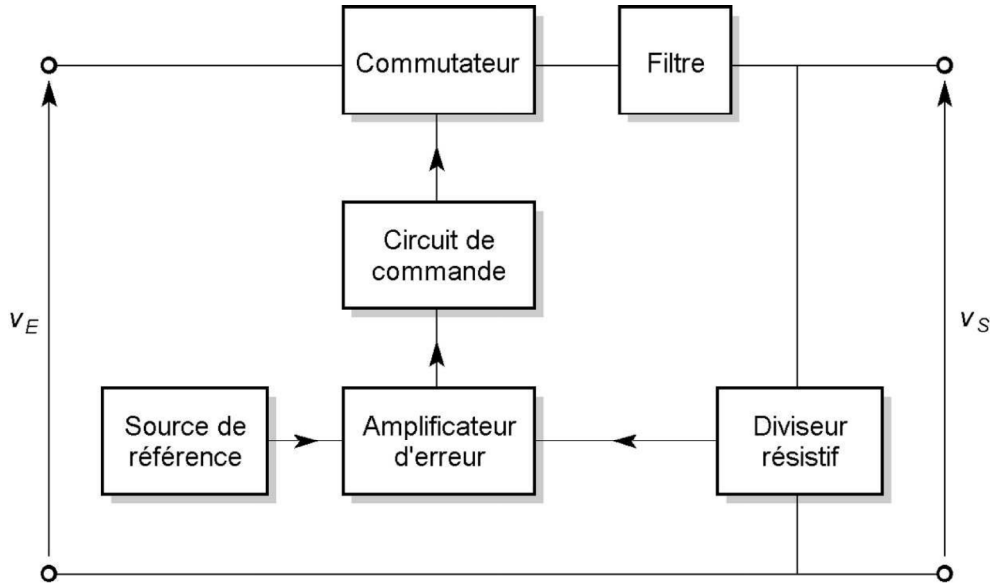


Figure 4.4 – Principe d'un régulateur à découpage.

Comme le transistor de puissance utilisé fonctionne en régime de commutation, le rendement du circuit est excellent, il ne dépend que des imperfections des composants. Par contre, la rapidité de réponse et l'ondulation résiduelle sont moins bonnes que pour un régulateur linéaire. Enfin, les commutations de courants importants créent des perturbations et des parasites gênants, et les circuits de commande sont un peu plus complexes.

L'utilisation de composants inductifs ne pose pas de problème : la fréquence élevée de découpage fait que les noyaux magnétiques nécessaires ne sont pas encombrants. Si les alimentations de petite puissance font largement appel aux régulateurs linéaires, les dispositifs de moyenne ou forte puissance utilisent systématiquement des régulateurs à découpage.

4.1.4 Régulateur de tension positive ou négative

De manière générale, un régulateur est un montage à trois bornes : une entrée, une sortie et une borne commune. La tension d'entrée étant flottante du fait du transformateur, on peut disposer de la tension de sortie comme on le souhaite.

Toutefois, à partir du moment où un point de masse a été imposé comme référence, le signe de la tension est fixé. Le problème se pose pour les alimentations symétriques employant un transformateur à point milieu. Les deux tensions à réguler ont un point commun, l'une est positive et l'autre est négative. Il faut alors disposer de régulateurs différents pour chaque voie (*figure 4.5*).

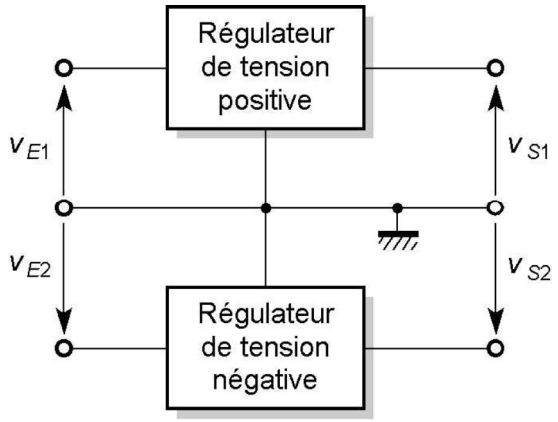


Figure 4.5 – Régulateur de tensions symétriques quand les sources d'entrée ont un point commun.

Pour les alimentations symétriques qui utilisent un transformateur à deux secondaires, le problème ne se pose pas car en l'absence de point commun entre les tensions d'entrée, on peut utiliser deux voies identiques (*figure 4.6*).

4.1.5 Régulateur abaisseur, élévateur ou inverseur

Les régulateurs linéaires produisent simplement une chute de tension et ils ne peuvent que délivrer une tension de sortie inférieure à la tension appliquée à l'entrée. Par contre, les régulateurs à découpage qui procèdent par commutation et stockage d'énergie sont capables de fournir des tensions inférieures, supérieures ou de polarité opposée à la tension d'entrée. Ils peuvent ainsi être utilisés comme convertisseurs de tension continue.

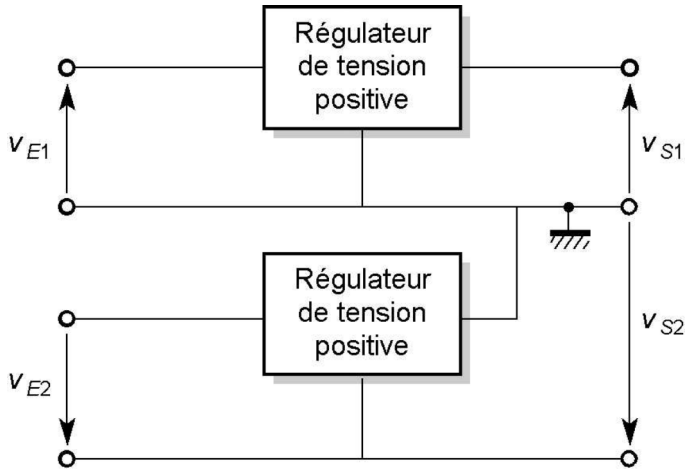


Figure 4.6 – Régulateur de tensions symétriques quand les sources d'entrée n'ont pas de point commun.

4.2 Grandeurs caractéristiques

On définit un certain nombre de paramètres pour chiffrer les qualités d'un stabilisateur ou d'un régulateur de tension.

Pour comparer par calcul diverses configurations de stabilisateurs (ou de régulateurs), on utilise les coefficients de stabilisation (ou de régulation). Il s'agit de paramètres définis pour un point de repos donné. Le montage peut être considéré comme un quadripôle (*figure 4.7*).

Figure 4.7 – Conventions de signe.

La tension de sortie v_S est fonction de la tension d'entrée v_E, de l'intensité de sortie i_S et de la température T. On peut alors écrire sa différentielle à l'aide des dérivées partielles :

$$\mathrm{d}v_S = \frac{\partial v_S}{\partial v_E}\mathrm{d}v_E + \frac{\partial v_S}{\partial i_S}\mathrm{d}i_S + \frac{\partial v_S}{\partial T}\mathrm{d}T$$

Les petites variations des différentes grandeurs peuvent être assimilées aux différentielles :

$$\delta v_S = \frac{\partial v_S}{\partial v_E}\delta v_E + \frac{\partial v_S}{\partial i_S}\delta i_S + \frac{\partial v_S}{\partial T}\delta T$$

On écrit alors :

$$\delta v_S = K\delta v_E + r_s\delta i_S + \lambda\delta T$$

Par définition, le facteur de stabilisation amont est :

$$K = \frac{\partial v_S}{\partial v_E}$$

Le coefficient de stabilisation aval, appelé également résistance interne ou résistance de sortie, est :

$$r_s = \frac{\partial v_S}{\partial i_S}$$

Enfin, le coefficient de température est :

$$\lambda = \frac{\partial v_S}{\partial T}$$

Un régulateur de tension est de qualité d'autant meilleure que les trois coefficients sont faibles. Pour le calcul, il faut tout d'abord tracer un schéma équivalent au montage pour les petites variations. Cela est obtenu en remplaçant les composants non linéaires (diodes, transistors...) par des modèles issus d'une linéarisation autour d'un point de repos.

Certains paramètres du schéma peuvent dépendre de la température. Les grandeurs utilisées sont les petites variations v_e, v_s et i_s des tensions et des courants réels. Le calcul est facilité par l'application du théorème de superposition, c'est-à-dire en considérant séparément l'influence de chaque perturbation. Cette méthode est justifiée puisque le circuit a été linéarisé. On a alors, en appelant θ la variation de la température :

$$K = \frac{v_s}{v_e} \quad \text{pour} \quad i_s = 0 \quad \text{et} \quad \theta = 0$$

$$r_s = \frac{v_s}{i_s} \quad \text{pour} \quad v_e = 0 \quad \text{et} \quad \theta = 0$$

$$\lambda = \frac{v_s}{\theta} \quad \text{pour} \quad v_e = 0 \quad \text{et} \quad i_s = 0$$

Dans la pratique, on préfère donner des paramètres qui rendent compte des qualités globales du régulateur dans toute sa plage d'utilisation. On chiffre alors la variation maximale de la tension de sortie lorsque la tension d'entrée passe d'une valeur minimale à une valeur maximale, toutes deux précisées : c'est la régulation de ligne.

On donne également la variation de la tension de sortie lorsque le courant dans la charge passe de son minimum à son maximum : c'est la régulation de charge. Ces deux paramètres sont parfois définis en valeurs de tensions, mais on préfère souvent les exprimer en pourcentage de la tension de sortie.

Enfin, un rôle important du régulateur de tension est de diminuer l'ondulation de la tension appliquée à la charge. Cela permet de se contenter d'une capacité raisonnable pour le condensateur de filtrage qui précède le régulateur. On chiffre

cette qualité par le taux de rejet de l'ondulation. Si Δv_E et Δv_S sont les ondulations crête-à-crête des tensions d'entrée et de sortie, ce paramètre est défini par :

$$k = 20 \lg \frac{\Delta v_E}{\Delta v_S}$$

Un bon taux de rejet de l'ondulation doit être élevé (60 à 100 dB).

CHAPITRE 5

STABILISATEURS DE TENSION

Lorsque le courant demandé est peu élevé, on stabilise une tension continue en faisant appel à une diode Zener, éventuellement associée à un transistor.

5.1 Propriétés de la diode Zener

5.1.1 Caractéristique

Une diode Zener est une diode à semi-conducteur conçue pour un fonctionnement en polarisation inverse. On peut donner l'allure de la caractéristique (*figure 5.1*) en adoptant les conventions de signe utilisées pour les diodes ordinaires (*figure 5.2*).

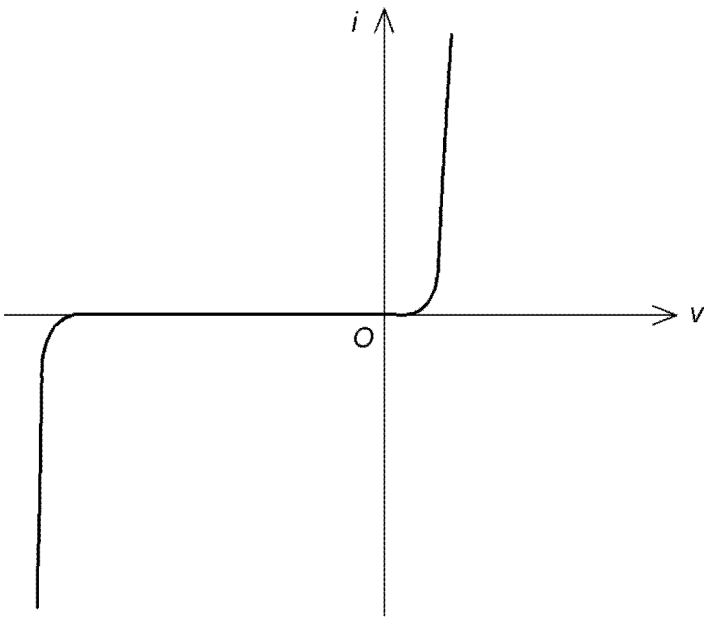


Figure 5.1 – Caractéristique d'une diode Zener.

En polarisation directe, la courbe est identique à celle d'une diode classique. Par contre, la caractéristique inverse est sensiblement différente. On observe un coude prononcé pour une tension bien déterminée et de valeur absolue en général assez faible (quelques volts ou dizaines de volts). On a ensuite une zone linéaire presque verticale. Comme c'est cette partie de courbe qui est utilisée dans les stabilisateurs

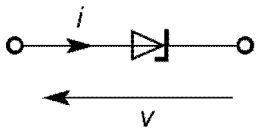


Figure 5.2 – Conventions de signe habituellement utilisées pour les diodes.

de tension, il est intéressant de changer de convention de signe (*figure 5.3*) afin de ramener la partie intéressante de la caractéristique dans le premier quadrant (*figure 5.4*).

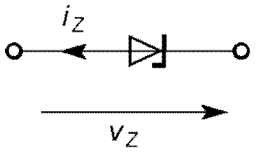


Figure 5.3 – Conventions de signe adoptées pour la diode Zener.

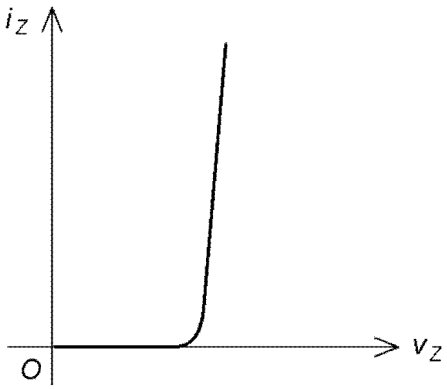


Figure 5.4 – Caractéristique en polarisation inverse ramenée dans le premier quadrant.

Le comportement particulier de ces diodes est dû soit à l'effet Zener, soit à l'effet d'avalanche. Le premier phénomène intervient pour les diodes qui ont leur zone linéaire à des tensions inférieures à 5 V, tandis que le second apparaît lorsque la zone linéaire se situe à des tensions supérieures à 6 V. Les deux effets coexistent pour les tensions intermédiaires.

Sans entrer dans la théorie des semi-conducteurs, il est important de noter cette différence, qui a des conséquences pratiques comme on le verra plus loin. On peut déjà remarquer que le coude de la caractéristique est plus arrondi pour l'effet Zener que pour l'effet d'avalanche (*figure 5.5*).

La plage d'utilisation correspond à la partie presque verticale de la courbe : la tension y est pratiquement constante. On définit la tension de Zener V_Z par un point de la caractéristique obtenu pour un courant I_Z fixé (*figure 5.6*).

Le domaine de stabilisation est limité par deux valeurs de courant. Le maximum I_{ZM} est imposé par la puissance P_{ZM} qui peut être dissipée par le composant. Il

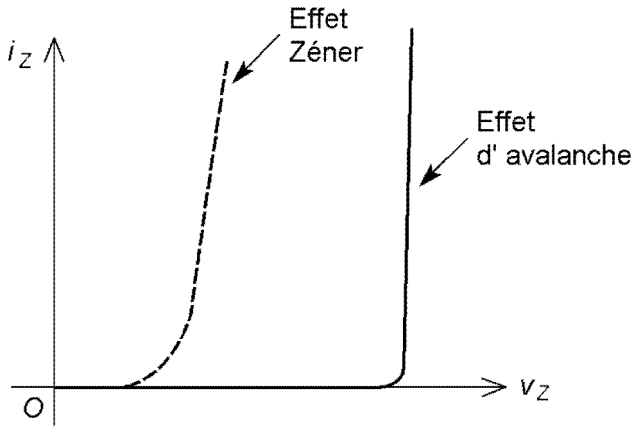


Figure 5.5 – Allure du coude selon le type de diode Zener.

correspond à l'intersection de la caractéristique de la diode Zener avec l'hyperbole de dissipation dont l'équation est :

$$v_Z i_Z = P_{ZM}$$

Comme la tension reste à peu près constante, on admet dans la pratique que :

$$I_{ZM} = \frac{P_{ZM}}{V_Z}$$

Le courant minimal I_{Zm} est choisi de façon à éviter le coude de la caractéristique où la tension commence à varier sensiblement. On le chiffre à 1 ou 2 mA pour des tensions de Zener de l'ordre de quelques dizaines de volts, mais à 4 ou 5 mA pour des tensions de quelques volts (à cause du coude plus arrondi).

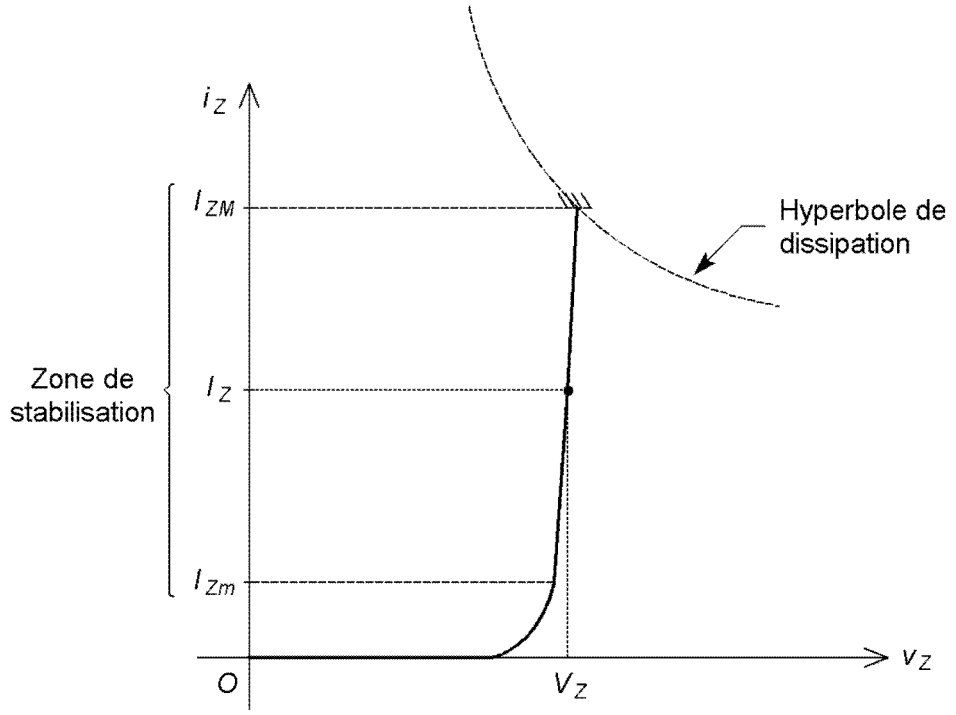


Figure 5.6 – Définition de la tension de Zener et de la zone de stabilisation.

5.1.2 Modélisation

Selon l'usage qui en sera fait, on prend un modèle plus ou moins précis.

Pour le choix des composants, on se contente d'une approximation assez grossière en linéarisant la caractéristique en deux segments à angle droit (*figure 5.7*) : c'est le modèle de la diode Zener idéale.

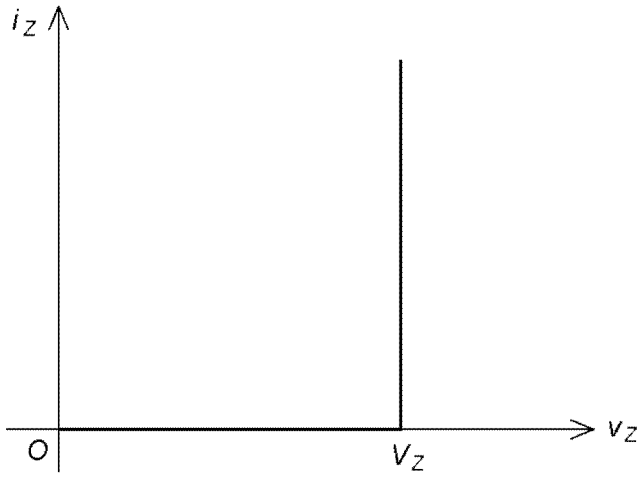


Figure 5.7 – Linéarisation de la courbe pour une diode Zener idéale.

Lorsqu'elle est conductrice en inverse, la diode est équivalente à un générateur idéal de tension de force électromotrice V_Z.

Pour étudier les performances des montages stabilisateurs, il faut prendre une approximation un peu plus précise, en linéarisant la courbe en deux segments qui ne sont plus à angle droit (*figure 5.8*).

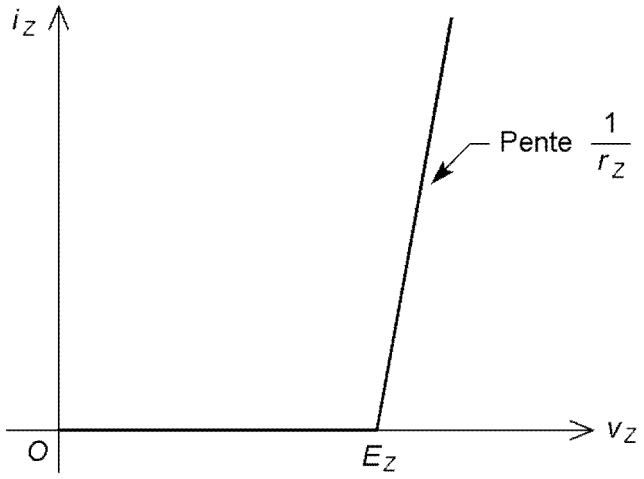


Figure 5.8 – Linéarisation de la courbe prenant en compte les variations de tension.

Lorsqu'elle est conductrice en inverse, la diode peut être représentée par un générateur de Thévenin (*figure 5.9*).

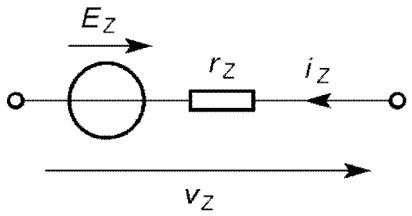


Figure 5.9 – Schéma équivalent à la diode Zener dans la zone de stabilisation.

La relation entre courant et tension s'écrit :

$$v_Z = E_Z + r_Z i_Z$$

r_Z est la résistance dynamique de la diode Zener. Sa valeur est faible (de quelques ohms à quelques centaines d'ohms) et il est souhaitable de la minimiser pour obtenir des variations de tension les plus petites possibles. Le cas le plus favorable correspond aux valeurs de tension de Zener de l'ordre de 7 V (*figure 5.10*).

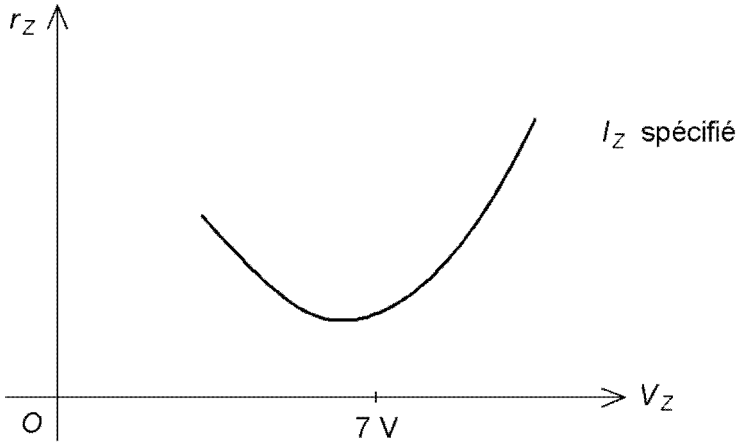


Figure 5.10 – Variations de la résistance dynamique en fonction de la tension de Zener.

La courbe de la résistance dynamique en fonction de la tension de Zener est tracée pour une valeur I_Z du courant spécifiée car la résistance dynamique dépend en réalité de l'intensité. Il faut donc utiliser les données qui correspondent à des courants de même ordre de grandeur que ceux qui sont présents dans l'application envisagée.

5.1.3 Influence de la température

La caractéristique d'une diode Zener est modifiée par les variations de température. Pour les diodes utilisant l'effet Zener ($V_Z < 5$ V), la courbe se déplace vers la gauche quand la température augmente (*figure 5.11*), tandis que pour les diodes utilisant l'effet d'avalanche ($V_Z > 7$ V), la modification se produit dans l'autre sens (*figure 5.12*).

Pour des tensions de Zener de l'ordre de 6 V, les caractéristiques tracées à températures différentes se croisent en un point assez proche du coude (*figure 5.13*).

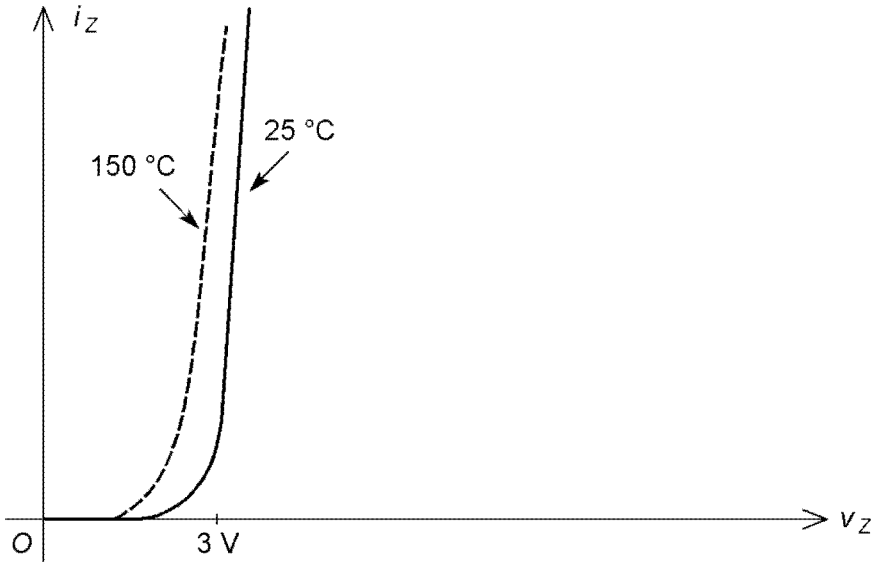


Figure 5.11 – Influence de la température sur la caractéristique d'une diode utilisant l'effet Zener.

Cette propriété est intéressante car cela signifie que la tension aux bornes de la diode ne dépend pas beaucoup de la température pour les courants assez faibles utilisés habituellement. Le coefficient de température chiffre l'influence de la température sur une diode Zener. C'est, pour un courant donné, le rapport entre la variation relative de tension de Zener à la variation de température $\Delta\theta$ qui est la cause de la modification :

$$\alpha_Z = \frac{1}{\Delta\theta}\frac{\Delta V_Z}{V_Z}$$

Le signe de ce coefficient dépend de la tension de Zener. α_Z est négatif pour l'effet Zener et positif pour l'effet d'avalanche. Il existe une valeur particulière de V_Z

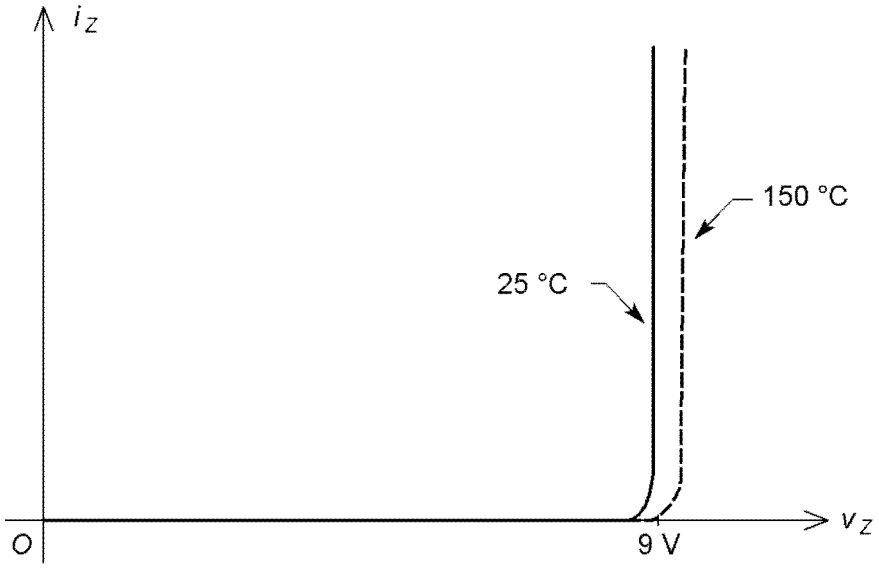


Figure 5.12 – Influence de la température sur la caractéristique d'une diode utilisant l'effet d'avalanche.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

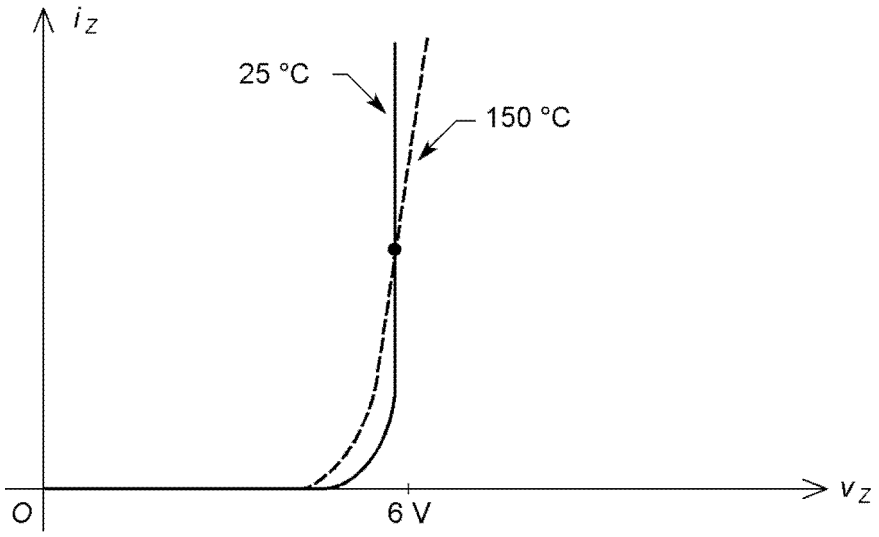


Figure 5.13 – Influence de la température sur une diode utilisant à la fois l'effet Zener et l'effet d'avalanche.

pour laquelle le coefficient de température est nul. Cela correspond à un point d'intersection des courbes obtenu pour le courant I_Z imposé. Cette valeur est de l'ordre de 5 à 6 V.

On peut représenter l'allure des variations du coefficient de température en fonction de la tension de Zener, pour un courant fixé (*figure 5.14*).

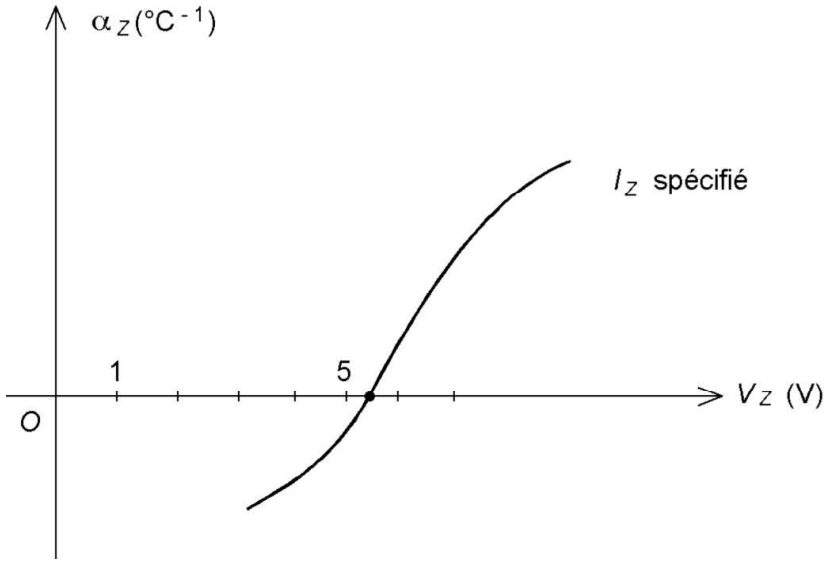


Figure 5.14 – Signe du coefficient de température en fonction de la tension de Zener.

5.1.4 Association de diodes Zener

L'association en parallèle ne présente pas d'intérêt : la diode qui a le seuil le plus faible conduit, et l'autre est bloquée. Par contre, il peut parfois être utile d'associer deux diodes Zener en série (*figure 5.15*).

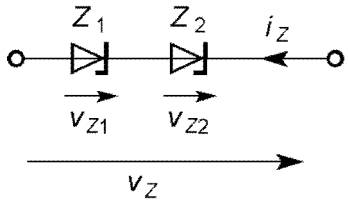


Figure 5.15 – Association en série de deux diodes Zener.

L'ensemble se comporte comme une diode Zener dont la tension serait :

$$V_Z = V_{Z1} + V_{Z2}$$

V_{Z1} et V_{Z2} sont les tensions de Zener des deux diodes associées.

On peut se servir de cette combinaison pour obtenir des valeurs de V_Z dont on ne dispose pas. Il est également intéressant de faire appel à des diodes de faible coefficient de température (par exemple des diodes de 5,6 V) pour obtenir l'équivalent d'une diode Zener de tension plus élevée, mais moins sensible aux effets de la température qu'un unique composant.

Enfin, on peut simuler une diode de puissance plus élevée que celle de la série dont on dispose. En utilisant deux composants identiques, la puissance dissipable est deux fois plus élevée qu'avec une diode Zener unique (pour une même tension).

5.1.5 Association d'une diode Zener et de diodes ordinaires

Il est également possible d'associer en série une diode Zener de tension V_{Z_0} et n diodes ordinaires polarisées en direct qui présentent alors entre anode et cathode une tension V_D d'environ 0,7 V. Cela donne l'équivalent d'une diode Zener de tension :

$$V_Z = V_{Z0} + nV_D$$

Un exemple intéressant est l'association d'une diode Zener de tension 7,5 V et de deux diodes classiques (*figure 5.16*). La tension résultante est :

$$V_Z = 7{,}5 + 2 \times 0{,}7 = 8{,}9 \text{ V}$$

Le coefficient de température d'une diode Zener de 7,5 V est d'environ 0,06 %/°C, ce qui donne une variation de tension de 4,5 mV/°C. Pour une diode ordinaire, la variation est de l'ordre de $-2,2$ mV/°C. L'élément résultant possède donc un coefficient de température pratiquement nul. Toutefois, cette compensation est approximative car les coefficients de température souffrent d'une large dispersion.

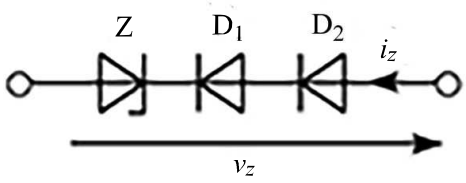


Figure 5.16 – Association en série d'une diode Zener et de deux diodes ordinaires.

5.1.6 Bruit

La diode Zener est un composant qui peut être source d'un bruit important (ce phénomène est utilisé dans des générateurs de bruit). Les perturbations correspondantes sont plus ou moins gênantes selon que l'on s'intéresse directement à la tension aux bornes de la diode ou que l'on traite cette tension par d'autres circuits qui risquent d'amplifier le bruit du composant.

Dans ce dernier cas, on peut améliorer les choses en branchant un condensateur aux bornes de la diode Zener. Le bruit généré est important lorsque le courant est faible (au voisinage du coude de la caractéristique), mais diminue de façon sensible lorsque l'intensité augmente. Il faut donc polariser les diodes Zener avec un courant suffisant pour atteindre un niveau de bruit raisonnable.

5.2 Stabilisateur parallèle à diode Zener

5.2.1 Principe

Le circuit de stabilisation le plus simple comporte une diode Zener et une résistance (*figure 5.17*).

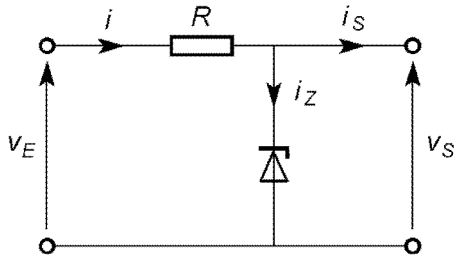


Figure 5.17 – Stabilisateur parallèle à diode Zener.

Si la diode est correctement polarisée, c'est-à-dire que le point de fonctionnement se situe dans la zone de stabilisation, la tension de sortie est pratiquement constante, égale à la tension de Zener :

$$v_S \approx V_Z$$

Pour cela, il faut d'abord que la tension d'entrée soit supérieure au seuil de conduction de la diode Zener. En second lieu, il est nécessaire que le courant dans la diode soit supérieur au minimum requis I_{Zm} pour avoir une conduction suffisante (point de fonctionnement au-delà du coude de la caractéristique), et bien sûr qu'il soit inférieur au maximum autorisé par la dissipation du composant. La résistance R est soumise à la chute de tension entre l'entrée et la sortie et fixe le courant en conséquence :

$$i = \frac{v_E - v_S}{R}$$

Dans un fonctionnement à vide, le courant dans la résistance traverse directement la diode Zener. Lors d'un fonctionnement en charge, ce courant se partage entre la diode Zener et l'utilisation. Si le courant dans la charge augmente, le courant dans la diode diminue.

5.2.2 Choix des composants

On choisit tout d'abord la tension de Zener pour avoir la valeur souhaitée de la tension de sortie du stabilisateur. Comme la tension n'est pas rigoureusement indépendante du courant, il faut prendre dans la notice la valeur V_Z correspondant à un courant I_Z voisin du courant moyen parcourant la diode dans le montage. La résistance R doit être inférieure à une certaine limite pour permettre une bonne conduction de la diode Zener ($i_Z \geq I_{Zm}$) dans tous les cas. La situation la plus défavorable se rencontre lorsque la tension d'entrée est minimale et que le courant de sortie est maximal :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - V_Z}{i_{S\,max} + I_{Zm}}$$

Il faut ensuite respecter la puissance maximale de la diode Zener. Le cas le plus défavorable se présente dans un fonctionnement à vide avec la tension d'entrée maximale :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - V_Z}{R}$$

Pour terminer, on doit chiffrer la puissance maximale dissipée dans la résistance afin de définir complètement ce composant :

$$P_R \leq P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - V_Z)^2}{R}$$

Exemple

On dispose d'une source de tension de 20 V susceptible de varier de 10 % au maximum et on souhaite obtenir une tension de 12 V pour une utilisation qui consomme un courant compris entre 0 et 10 mA.

Pour obtenir la tension de sortie souhaitée, on choisit une diode Zener de 12 V. La tension d'entrée peut varier entre 18 V et 22 V. Il faut que la résistance respecte la condition :

$$R \leq \frac{18 - 12}{10 + 2} = 0,5 \text{ k}\Omega$$

On peut donc choisir $R = 470\ \Omega$ (précision 5 %). Le courant minimal pour la conduction de la diode Zener a été estimé à 2 mA.

La puissance maximale dissipée dans la diode vaut :

$$P_Z = 12\frac{22 - 12}{470} = 0,26 \text{ W}$$

Les petites diodes Zener courantes supportent 400 ou 500 mW. C'est tout à fait suffisant ici. On choisit par exemple une diode de référence BZX79C12. Sa tension de Zener est 12 V (pour un courant de 5 mA) et sa puissance maximale est 500 mW.

La puissance maximale dissipée dans la résistance est :

$$P_R = \frac{(22 - 12)^2}{470} = 0,21 \text{ W}$$

Une résistance ordinaire $\frac{1}{4}$ W convient (on peut aussi prendre $\frac{1}{2}$ W pour plus de sécurité).

REMARQUE

Les valeurs trouvées pour la résistance *R* sont en général assez faibles (quelques dizaines ou centaines d'ohms). De ce fait, la résistance interne du générateur appliqué à l'entrée peut parfois influer sur le montage. Dans ce cas, il suffit de reprendre l'étude en considérant la force électromotrice du générateur à la place de la tension d'entrée et la résistance totale *R'* à la place de *R* (*figure 5.18*).

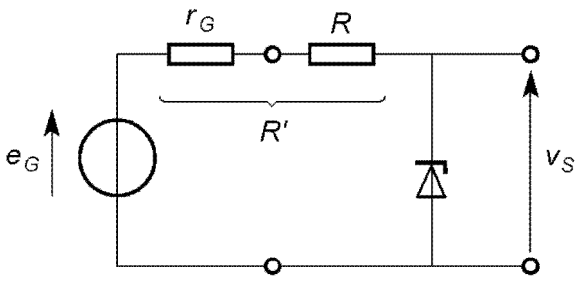


Figure 5.18 – Cas où la résistance interne du générateur n'est pas négligeable devant *R*.

5.2.3 Coefficients de stabilisation

Pour juger de la qualité de la stabilisation obtenue, il faut chiffrer les coefficients définis au chapitre précédent. La diode Zener, toujours passante, est remplacée par son modèle équivalent (*figure 5.19*).

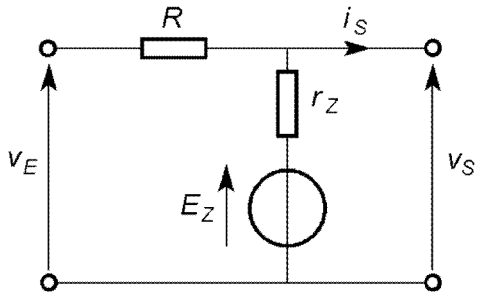


Figure 5.19 – Schéma équivalent au stabilisateur à diode Zener.

Le théorème de Thévenin permet de transformer le circuit (*figure 5.20*).

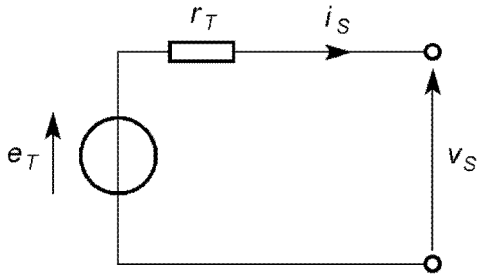


Figure 5.20 – Générateur de Thévenin vu de la sortie du stabilisateur.

La résistance interne du générateur est égale à la résistance vue des bornes de sortie quand les sources de tension v_E et E_Z sont court-circuitées, soit :

$$r_T = \frac{Rr_Z}{R + r_Z}$$

La force électromotrice du générateur est égale à la tension à vide entre les bornes de sortie. Le principe de superposition donne :

$$e_T = \frac{r_Z}{R + r_Z} v_E + \frac{R}{R + r_Z} E_Z$$

Il suffit ensuite de mettre en équation le générateur de Thévenin :

$$v_S = e_T - r_T i_S$$

soit :

$$v_S = \frac{R}{R + r_Z} E_Z + \frac{r_Z}{R + r_Z} v_E - \frac{Rr_Z}{R + r_Z} i_S$$

Les expressions du facteur de stabilisation amont et du coefficient de stabilisation aval (résistance interne) sont alors :

$$K = \frac{\partial v_S}{\partial v_E} = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

$$r_s = -\frac{\partial v_S}{\partial i_S} = \frac{R r_Z}{R + r_Z}$$

Enfin, le coefficient de température est pratiquement celui de la diode Zener :

$$\alpha \approx \alpha_Z$$

Exemple

On reprend les composants choisis précédemment. La notice de la diode Zener donne la résistance dynamique r_Z : au maximum 25 Ω pour un courant de 5 mA. Les coefficients de stabilisation valent donc :

$$K = \frac{25}{470 + 25} = 0,05 \quad (5\ \%)$$
$$r_s = \frac{470 \times 25}{470 + 25} = 23,7\ \Omega$$

Ces coefficients ne sont pas tout à fait constants, puisque r_Z dépend du courant I_Z. Toutefois, pour des calculs approchés, on peut prendre ces valeurs obtenues pour le courant moyen 5 mA et chiffrer les variations de tension correspondantes. L'écart de tension de sortie dû à la source d'entrée est :

$$\Delta v_1 = 0,05 \times 2 = 0,1\ \text{V}$$

La variation de tension de sortie provoquée par la charge vaut :

$$\Delta v_{S2} = 23,7 \times 0,01 = 0,237\ \text{V}$$

Dans le cas le plus défavorable, ces écarts agissent dans le même sens (chute de tension). Comme les variations sont petites, il suffit d'ajouter les résultats. L'écart maximal en sortie vaut :

$$\Delta v_S = 0,1 + 0,237 = 0,337\ \text{V}$$

En ce qui concerne l'effet de la température, la notice de la diode Zener précise que, pour un courant de 5 mA, la tension augmente de 10 $\text{mV} \cdot {}^\circ\text{C}^{-1}$. Cela donne un coefficient de température, exprimé en pourcentage, qui vaut :

$$\alpha = \frac{10 \times 10^{-3}}{12} = 0,083\ \%\ {}^\circ\text{C}^{-1}$$

Compte tenu de l'ordre de grandeur des éléments (r_Z est nettement plus faible que R) et de la précision médiocre des résultats (paramètres de départ mal connus), des expressions approchées pour les coefficients sont souvent suffisantes :

$$K \approx \frac{r_Z}{R} \quad \text{et} \quad r_S \approx r_Z$$

Le calcul direct de la tension de sortie qui vient d'être fait ne pose aucun problème pour des montages aussi simples.

Toutefois, une autre méthode est intéressante quand les schémas se compliquent. Comme le circuit est linéarisé, on peut utiliser le principe de superposition afin de considérer séparément la partie constante et la partie variable des signaux. On trace donc un schéma équivalent au montage pour les variations (*figure 5.21*).

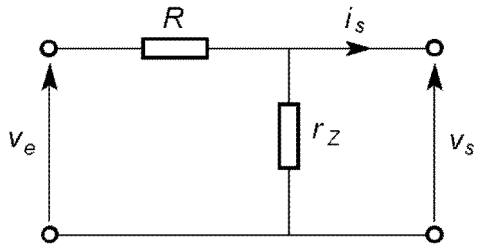


Figure 5.21 – Schéma équivalent pour les variations.

Dans ce cas, la diode Zener est modélisée par une simple résistance r_Z puisque E_Z est une composante continue. Il faut bien remarquer que les tensions et les courants apparaissant ici ne sont que les composantes variables de ces grandeurs. Ensuite, on se place dans des cas particuliers en maintenant certains paramètres constants.

Pour calculer le facteur de stabilisation amont, on maintient la température et le courant de charge constants. Cela signifie que le schéma équivalent pour les variations est à vide (*figure 5.22*) puisque la composante variable du courant de sortie est nulle.

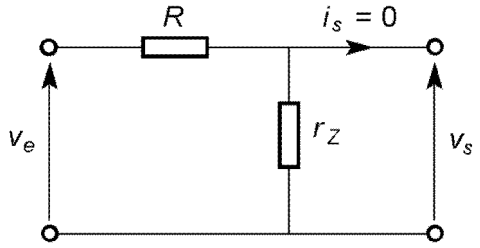


Figure 5.22 – Schéma pour le calcul de *K*.

Le circuit se ramène à un simple diviseur résistif qui donne :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

En ce qui concerne la résistance de sortie, on maintient la température et la tension d'entrée constantes. L'entrée du schéma pour les variations (partie variable de la tension nulle) est donc court-circuitée. Il reste ainsi un simple calcul de résistance équivalente (*figure 5.23*) :

$$r_s = -\frac{v_s}{i_s} = \frac{Rr_Z}{R + r_Z}$$

On obtient donc de manière différente les mêmes résultats que précédemment.

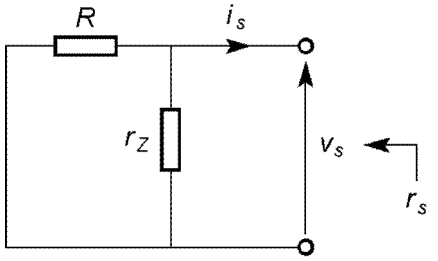


Figure 5.23 – Schéma pour le calcul de r_s.

5.3 Stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor

5.3.1 Principe

Lorsque la puissance que dissiperait la diode Zener dans le montage précédent devient importante, il est préférable de modifier le schéma en ajoutant un transistor. On n'utilise en général dans le montage de base que des diodes Zener de puissance maximale 400 mW ou 1,3 W. L'adjonction du transistor permet non seulement d'obtenir un courant plus élevé dans la charge, mais aussi d'améliorer les qualités de stabilisation du montage.

Le circuit est modifié en remplaçant la diode Zener par une association de ce composant avec un transistor (*figure 5.24*).

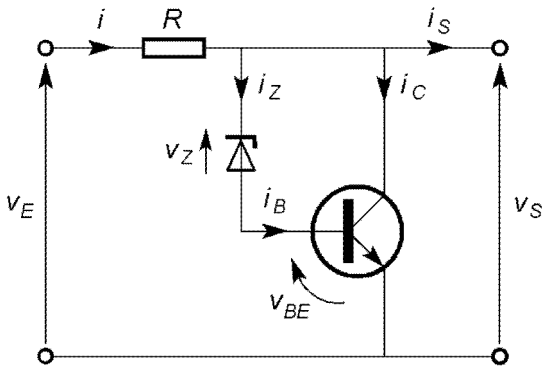


Figure 5.24 – Stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor.

Si les conditions de bon fonctionnement sont remplies, la diode Zener et le transistor sont conducteurs. La tension entre base et émetteur s'ajoute à la tension de Zener et on a donc en sortie :

$$v_S = v_Z + v_{BE}$$

Pour un transistor passant, v_{BE} est de l'ordre de 0,6 à 0,7 V.

Le courant de base du transistor traverse la diode Zener :

$$i_B = i_Z$$

Le courant de collecteur est :

$$i_C = \beta i_B$$

La chute de tension entre entrée et sortie impose le courant dans la résistance R :

$$i = \frac{v_E - v_S}{R}$$

Ce courant se partage entre la diode Zener, le transistor et l'utilisation :

$$i = i_Z + i_C + i_S$$

Comme β est en général grand devant 1, le courant de base est négligeable devant le courant de collecteur et le partage se fait à peu près entre transistor et charge :

$$i \approx i_C + i_S$$

5.3.2 Choix des composants

La tension de Zener est choisie pour obtenir le niveau de sortie désiré :

$$V_Z = v_S - v_{BE}$$

Pour assurer une conduction correcte de la diode, il faut que le courant i_Z soit supérieur à la valeur I_{Zm}, ce qui impose que le courant de collecteur du transistor soit plus grand que βI_{Zm}. Cela correspond à une valeur maximale pour la résistance R :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - v_S}{i_{S\,max} + (\beta + 1)\, I_{Zm}}$$

Pour dimensionner la résistance, on calcule la puissance dissipée dans le cas le plus défavorable :

$$P_R \leq P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - v_S)^2}{R}$$

On dimensionne également ainsi la diode Zener :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - v_S}{\beta R}$$

Pour le transistor, la tension de claquage entre collecteur et émetteur doit être supérieure à la tension maximale qui peut être appliquée à l'entrée :

$$V_{(BR)CEO} \geq v_{E\,max}$$

En ce qui concerne la puissance dissipée par cet élément :

$$P_T \leq P_{TM}$$

$$P_T = v_S \frac{v_{E\,max} - v_S}{R}$$

REMARQUE

Si la condition de minimum de courant dans la diode Zener est trop contraignante (à cause du β élevé du transistor), on peut modifier le schéma (*figure 5.25*).

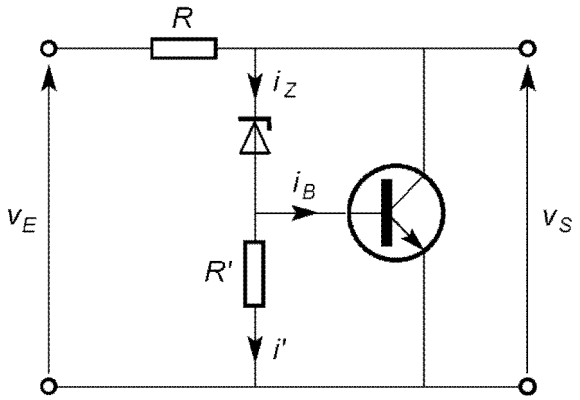


Figure 5.25 – Schéma modifié pour assurer une bonne conduction de la diode Zener.

La résistance R′ fournit un courant supplémentaire à la diode :

$$i_Z = i_B + i'$$

Pour assurer toujours une bonne conduction de la diode Zener, il faut faire en sorte que :

$$R' \leq \frac{v_{BE\,min}}{I_{Zm}}$$

5.3.3 Coefficients de stabilisation

Pour chiffrer la qualité de la stabilisation obtenue, on étudie le comportement du circuit vis-à-vis des modifications de la tension d'entrée et du courant de charge. On construit donc un schéma équivalent pour les variations. La diode Zener est modélisée comme précédemment par une résistance r_Z et le transistor est décrit par son schéma classique (*figure 5.26)*, ce qui conduit au schéma équivalent du montage stabilisateur (*figure 5.27*).

Les résistances r et r_Z étant en série, elles sont remplacées par une résistance équivalente $r + r_Z$. Le calcul du facteur de stabilisation amont se fait dans le cas particulier où le courant de charge est constant. Le schéma pour les variations est alors à vide (*figure 5.28*).

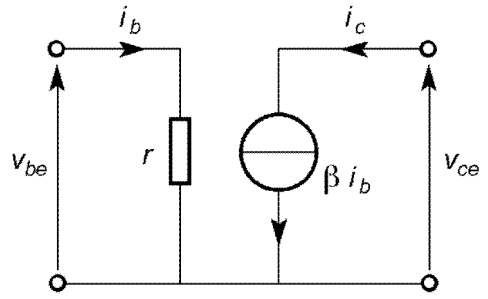


Figure 5.26 – Modèle du transistor pour les variations.

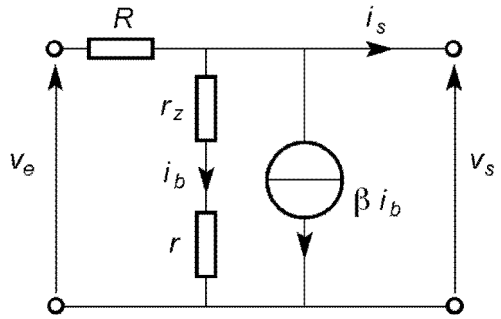


Figure 5.27 – Schéma équivalent pour les variations.

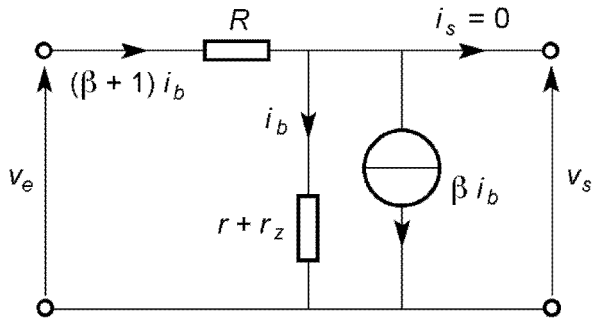


Figure 5.28 – Schéma pour le calcul de *K*.

On peut écrire deux relations :

$$v_e = v_s + R\,(\beta + 1)\, i_b$$
$$i_b = \frac{v_s}{r_Z + r}$$

L'élimination de i_b conduit à :

$$v_e = v_s + R\,(\beta + 1)\,\frac{v_s}{r_Z + r}$$

On en déduit l'expression du facteur de stabilisation amont :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{1}{1 + (\beta + 1)\,\dfrac{R}{r_Z + r}}$$

Le calcul de la résistance de sortie se fait à tension d'entrée constante. L'entrée du schéma pour les variations est donc court-circuitée (*figure 5.29*).

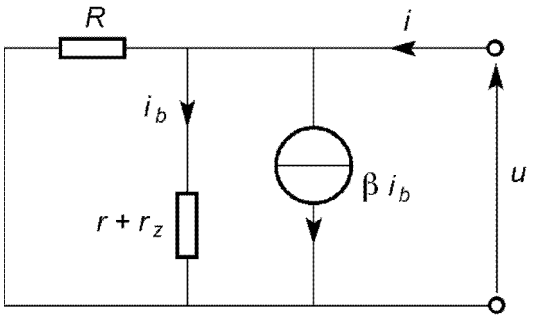


Figure 5.29 – Schéma pour le calcul de r_s.

Du fait de la présence du transistor, il ne s'agit pas d'un simple calcul de résistance équivalente comme dans le montage précédent. La source de courant commandée βi_b impose d'utiliser une autre méthode. On peut par exemple imaginer que l'on applique une tension u en sortie du circuit et calculer le courant i correspondant. On obtient alors la résistance de sortie par la formule :

$$r_s = \frac{u}{i}$$

On peut ainsi écrire :

$$i = \beta i_b + i_b + \frac{u}{R}$$

$$i_b = \frac{u}{r_Z + r}$$

ce qui entraîne :

$$i = (\beta + 1)\frac{u}{r_Z + r} + \frac{u}{R}$$

La résistance de sortie s'exprime alors par :

$$r_s = \frac{R}{1 + (\beta + 1)\dfrac{R}{r_Z + r}}$$

Compte tenu des ordres de grandeur habituellement rencontrés ($\beta \gg l$, $r \ll \beta R$ et $r_Z \ll r$), on a approximativement :

$$K \approx \frac{r}{\beta R}$$

$$r_s \approx \frac{r}{\beta}$$

Les valeurs obtenues sont en général nettement plus faibles que dans le cas du stabilisateur à simple diode Zener.

L'influence de la température sur la tension de sortie résulte de deux phénomènes différents, la variation de V_Z et celle de v_{BE} :

$$\Delta v_S = \Delta V_Z + \Delta v_{BE}$$

La tension base-émetteur d'un transistor diminue d'environ 2 $mV \cdot °C^{-1}$. Pour les diodes Zener, sauf pour les faibles valeurs de V_Z (moins de 5 V environ), le coefficient de température est positif, c'est-à-dire que la tension augmente avec la température. Il y a donc en général compensation partielle entre les deux variations, donc un meilleur comportement de ce stabilisateur par rapport au précédent.

5.3.4 Avantages et inconvénients

Comme on vient de le montrer, le stabilisateur parallèle à diode Zener et transistor a des coefficients de stabilisation corrects pour les trois sources de variations (tension d'entrée, courant de sortie et température). Comme avantage, on peut également citer la protection contre les courts-circuits.

En effet, si la charge est accidentellement court-circuitée, le transistor ne subit aucun dommage, seule la résistance R risque une détérioration. Par contre, le rendement de l'alimentation est relativement mauvais aux faibles charges : le courant s'écoulant dans le transistor provoque un échauffement de ce composant et de la résistance R.

C'est pour cette raison que l'on préfère souvent le stabilisateur série étudié au paragraphe suivant. Le stabilisateur parallèle garde cependant un intérêt dans certains cas. Il peut par exemple servir de circuit de protection contre les surtensions à la sortie d'une alimentation.

5.4 Stabilisateur série à diode et transistor

5.4.1 Principe

Afin d'obtenir un rendement qui ne soit pas trop mauvais aux faibles charges, on emploie souvent le stabilisateur série (*figure 5.30*).

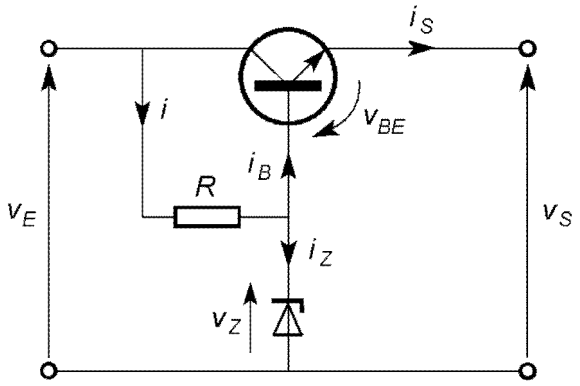


Figure 5.30 – Stabilisateur série à diode Zener et transistor.

Le transistor est placé entre l'entrée et la sortie et il est parcouru par le même courant que la charge. Sa base est portée à un potentiel fixé par la diode Zener,

polarisée grâce à la résistance R. La tension de sortie est :

$$v_S = V_Z - v_{BE}$$

La tension v_{BE} est de l'ordre de 0,6 à 0,7 V.

Une résistance R′ peut être ajoutée en parallèle sur la sortie afin de maintenir une bonne conduction du transistor, même en l'absence de charge (*figure 5.31*).

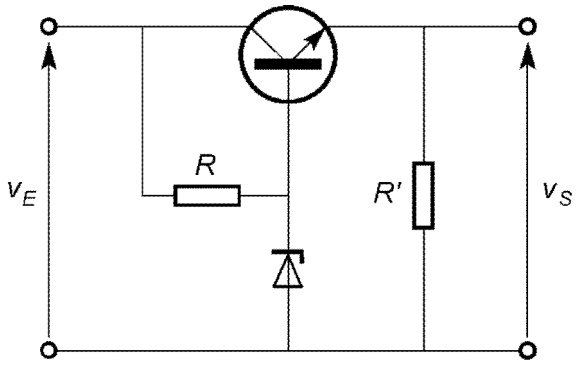


Figure 5.31 – Résistance supplémentaire permettant de maintenir en permanence la conduction du transistor.

La valeur de cette résistance est telle que le courant dérivé reste très faible devant le débit maximal de l'alimentation.

5.4.2 Choix des composants

La tension de Zener fixe le niveau de sortie souhaité :

$$V_Z = v_S + v_{BE}$$

La résistance R doit permettre de toujours assurer une conduction correcte de la diode Zener. Le cas le plus défavorable correspond à la tension d'entrée minimale et à un courant de base maximal car :

$$i_Z = i - i_B$$

On en déduit la valeur maximale autorisée pour R :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - V_Z}{I_{Zm} + i_{B\,max}}$$

Le courant de base maximal est obtenu pour le fonctionnement en charge à débit maximal et lorsque le transistor présente une amplification en courant β minimale :

$$i_{B\,max} = \frac{i_{S\,max}}{\beta_{min} + 1}$$

La puissance maximale dans la résistance correspond à la tension d'entrée maximale :

$$P_R \leq P_{RM}$$

$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - V_Z)^2}{R}$$

De même, pour la diode Zener, on a :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$

$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - V_Z}{R}$$

Enfin, pour le transistor :

$$P_T \leq P_{TM}$$

$$P_T = (v_{E\,max} - v_S)\, i_{S\,max}$$

En ce qui concerne la tension, le maximum est obtenu pour la plus grande valeur possible de la tension d'entrée. La tension de claquage entre collecteur et émetteur doit être telle que :

$$V_{(BR)CEO} \geq v_{E\,max} - v_S$$

Exemple

On souhaite réaliser un stabilisateur fournissant une tension de 5 V avec un courant débité pouvant varier entre 0 et 150 mA. On dispose au départ d'une tension de 10 V susceptible de subir des écarts inférieurs à 20 %.

On choisit une diode Zener de 5,6 V, ce qui donne :

$$v_S = 5,6 - 0,6 = 5 \text{ V}$$

Le transistor doit pouvoir dissiper :

$$P_T = (12 - 5) \times 0,15 = 1,05 \text{ W}$$

Un petit transistor comme le 2N1711 convient, à condition de le munir d'un refroidisseur adéquat : ce composant supporte 0,8 W sans dissipateur et 3 W avec un dissipateur suffisant. Pour plus de précisions, on se reportera au chapitre 14 consacré à l'échauffement des composants, où le calcul de ce refroidisseur est traité en exemple. La tension de claquage de ce transistor ne pose pas de problème. En effet, la tension maximale en entrée est de 12 V, ce qui conduit à une tension entre collecteur et émetteur qui ne dépasse pas 7 V. Or, le transistor choisi supporte 50 V. On lit dans la notice du composant les valeurs extrêmes de β :

$$100 \leq \beta \leq 300$$

Le maximum du courant de base vaut alors :

$$i_{B\,max} = \frac{150}{100 + 1} = 1,49 \text{ mA}$$

Il faut ensuite faire le choix de R :

$$R \leq \frac{8 - 5,6}{(4 + 1,49) \times 10^{-3}} = 437\ \Omega$$

On prend par exemple $R = 390\ \Omega$, 5 %. La puissance de cette résistance est :

$$P_R = \frac{(12 - 5,6)^2}{390} = 0,105\ \text{W}$$

Une résistance $\frac{1}{4}$ W convient.

La diode Zener doit supporter :

$$P_Z = 5,6 \times \frac{12 - 5,6}{390} = 0,092\ \text{W}$$

Une puissance de 500 mW est suffisante. On choisit donc une diode Zener BZX79C5V6.

5.4.3 Coefficients de stabilisation

Pour ce calcul, nous traçons le schéma équivalent pour les variations (*figure 5.32*).

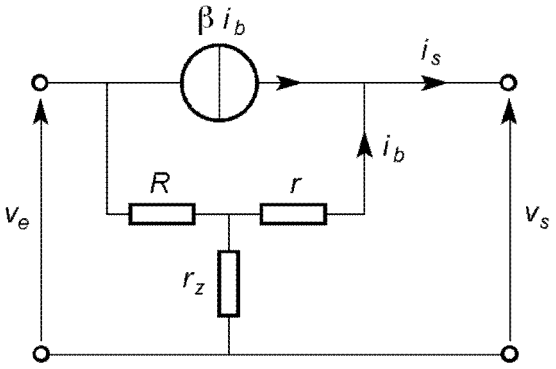


Figure 5.32 – Schéma équivalent pour les variations.

Le facteur de stabilisation est déterminé quand ce circuit est à vide (*figure 5.33*).

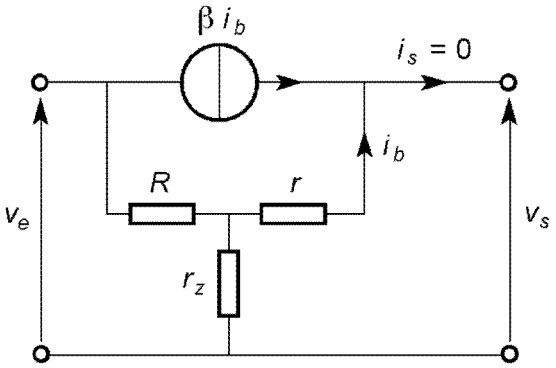


Figure 5.33 – Schéma pour le calcul de *K*.

Nous constatons immédiatement que :

$$(\beta + 1)\, i_b = 0$$

Le courant i_b est donc nul et il n'y a aucune chute de tension aux bornes de r. Le circuit est donc ramené à un simple diviseur résistif, ce qui donne :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

Traçons le schéma pour le calcul de la résistance de sortie (*figure 5.34*) et transformons-le ensuite (*figure 5.35*).

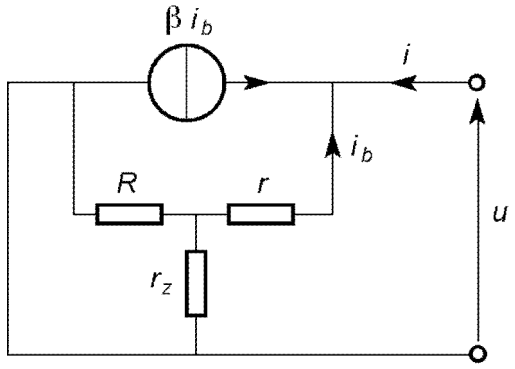


Figure 5.34 – Schéma pour le calcul de r_s.

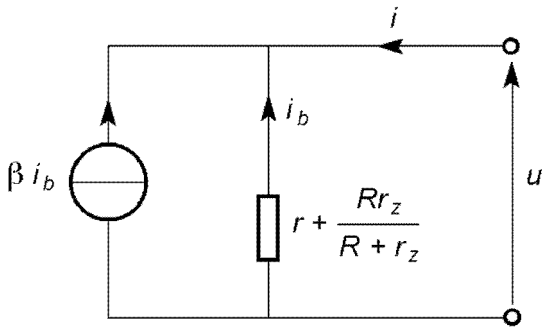


Figure 5.35 – Transformation du schéma pour le calcul de r_s.

Nous pouvons écrire :

$$i = -(\beta + 1)\, i_b$$

$$i_b = -\frac{u}{r + \dfrac{Rr_Z}{R + r_Z}}$$

ce qui donne :

$$r_s = \frac{1}{\beta + 1}\left(r + \frac{Rr_Z}{R + r_Z}\right)$$

Compte tenu des ordres de grandeur habituels, nous pouvons obtenir les formules simplifiées :

$$K \approx \frac{r_Z}{R}$$
$$r_s \approx \frac{r}{\beta}$$

La résistance de sortie s'exprime simplement en fonction de la pente g_m du transistor :

$$r_s \approx \frac{1}{g_m}$$

Or ce paramètre dépend du point de repos :

$$g_m = \frac{I_C}{U_T}$$

Dans cette formule, I_C est le courant continu de collecteur et U_T est le potentiel thermodynamique, qui vaut 26 mV à température ordinaire. La formule devient finalement :

$$r_s \approx \frac{U_T}{I_C}$$

L'influence de la température sur la tension de sortie provient à la fois de la diode Zener et du transistor :

$$\Delta v_S = \Delta V_Z - \Delta v_{BE}$$

Sauf pour les diodes Zener de faible tension, le coefficient de température de V_Z est positif et donc les deux effets s'ajoutent.

5.4.4 Augmentation de la puissance

À diode Zener donnée, le courant maximal de sortie que peut fournir le stabilisateur dépend du transistor. Malheureusement, les transistors de puissance ont un β faible. Ce problème peut être résolu par l'emploi d'un montage Darlington à la place du transistor (*figure 5.36*).

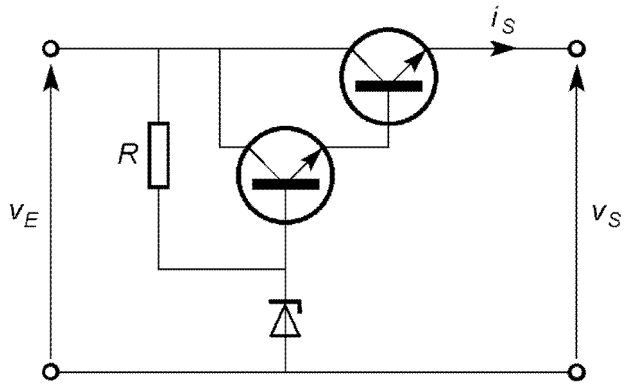


Figure 5.36 – Montage Darlington pour obtenir un courant plus élevé.

Cette association de deux transistors permet d'obtenir un β élevé. En effet, si β_1 et β_2 sont les amplifications en courant des transistors T_1 et T_2 (*figure 5.37*), on a :

$$\beta = \beta_1\beta_2 + \beta_1 + \beta_2$$

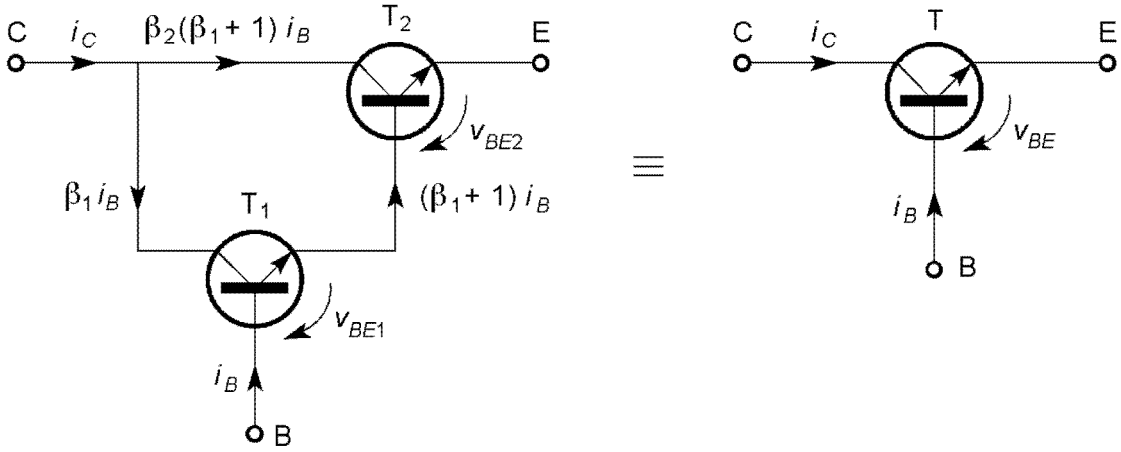


Figure 5.37 – Équivalence entre un montage Darlington et un transistor.

Comme β_1 et β_2 sont nettement supérieurs à 1 (sauf pour les transistors de très forte puissance), on peut écrire de manière approchée :

$$\beta \approx \beta_1\beta_2$$

Par contre, le transistor équivalent à l'association a une tension base-émetteur plus élevée, de l'ordre de 1,2 à 1,4 V, puisque :

$$v_{BE} = v_{BE1} + v_{BE2}$$

On peut aussi établir un modèle équivalent pour les variations (*figure 5.38*).

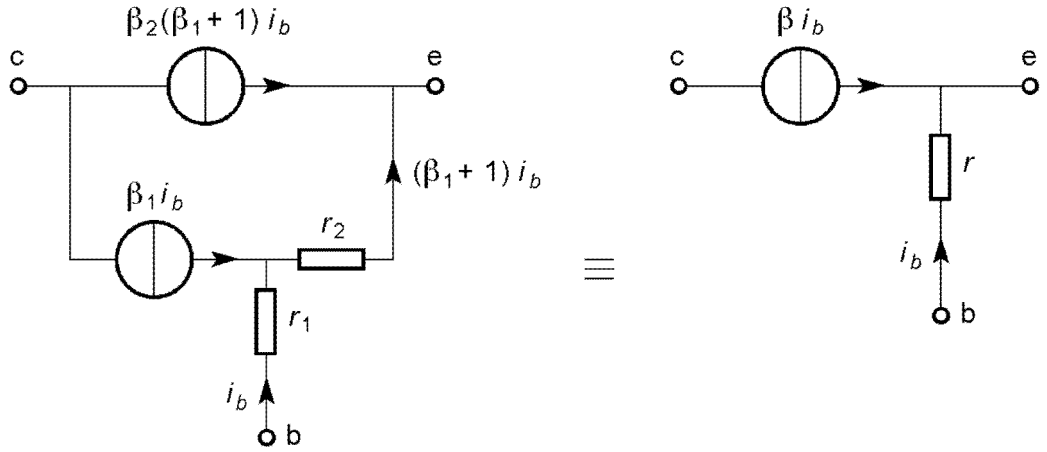


Figure 5.38 – Modèles pour les variations d'un montage Darlington.

On a, en faisant l'approximation de négliger 1 devant β_1 et β_2 :

$$r = r_1 + \beta_1 r_2$$

Compte tenu de l'augmentation de β, on pourrait penser améliorer les performances de stabilisation du montage, mais il n'en est rien. En effet, le facteur de stabilisation amont est toujours le même et la résistance de sortie s'écrit :

$$r_s \approx \frac{r_1 + \beta_1 r_2}{\beta_1 \beta_2}$$

Compte tenu des ordres de grandeur, on a :

$$r_s \approx \frac{r_2}{\beta_2}$$

Il s'agit donc de la même expression que pour un transistor seul.

5.4.5 Avantages et inconvénients

Les performances du stabilisateur série sont assez moyennes : le facteur de stabilisation amont a même expression que pour le montage à diode Zener seule, la résistance de sortie est un peu améliorée et le comportement en température est médiocre. De plus, en cas de court-circuit de la charge, le transistor sera détruit. Il est donc nécessaire de prévoir une protection par limitation d'intensité.

Malgré ces défauts, le stabilisateur série est souvent préféré au montage parallèle, car il permet d'obtenir des courants de sortie variables dans une plage étendue, tout en conservant un rendement raisonnable. On peut ainsi délivrer plusieurs ampères à la charge en utilisant un montage Darlington. Lorsqu'il est nécessaire de disposer de performances supérieures, on fait appel à un montage régulateur.

CHAPITRE 6

RÉGULATEURS DE TENSION LINÉAIRES

Quand on souhaite une bonne stabilisation de la tension continue malgré des variations de charge importantes, il faut faire appel à un véritable système bouclé : le régulateur. Si le rendement du montage n'est pas une caractéristique déterminante, la solution la plus simple est d'utiliser des composants fonctionnant en régime linéaire. De multiples versions de régulateurs linéaires intégrés existent sur le marché.

6.1 Régulateur à amplificateur opérationnel

6.1.1 Principe

Un régulateur de tension du type série est constitué d'un élément de réglage (un transistor) branché en série avec la charge, d'une référence de tension (par exemple à base de diode Zener), et d'un amplificateur de différence qui compare la tension de sortie (ou une fraction de celle-ci) à la tension de référence et commande le transistor. La façon la plus simple de réaliser l'amplificateur est d'utiliser un amplificateur opérationnel (*figure 6.1*).

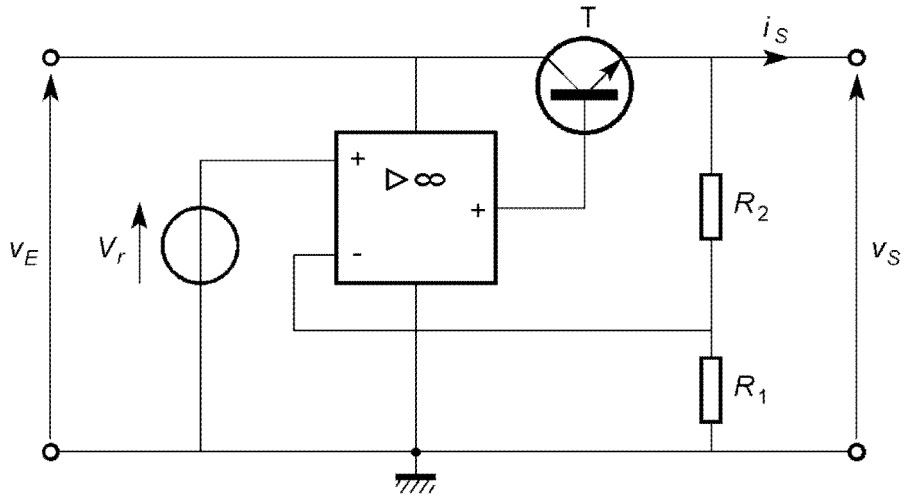


Figure 6.1 – Schéma de principe du régulateur série à amplificateur opérationnel.

L'amplificateur opérationnel fonctionne en régime linéaire puisqu'il possède une contre-réaction par l'intermédiaire de R_1 et R_2. Si ce circuit intégré est idéalisé,

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

les tensions présentes sur ses deux entrées sont égales, ce qui s'écrit, comme il n'y a aucun courant dans ces entrées :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r$$

donc :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

Avec les hypothèses faites, la tension de sortie ne dépend ni de la tension d'entrée, ni du courant de sortie. Une légère influence de ces grandeurs ne proviendra que des imperfections des composants.

Une autre façon de voir le montage est de le considérer comme un amplificateur opérationnel de puissance en incluant le transistor, alimenté par la tension continue v_E et bouclé en amplificateur non-inverseur avec V_r comme tension d'entrée (*figure 6.2*).

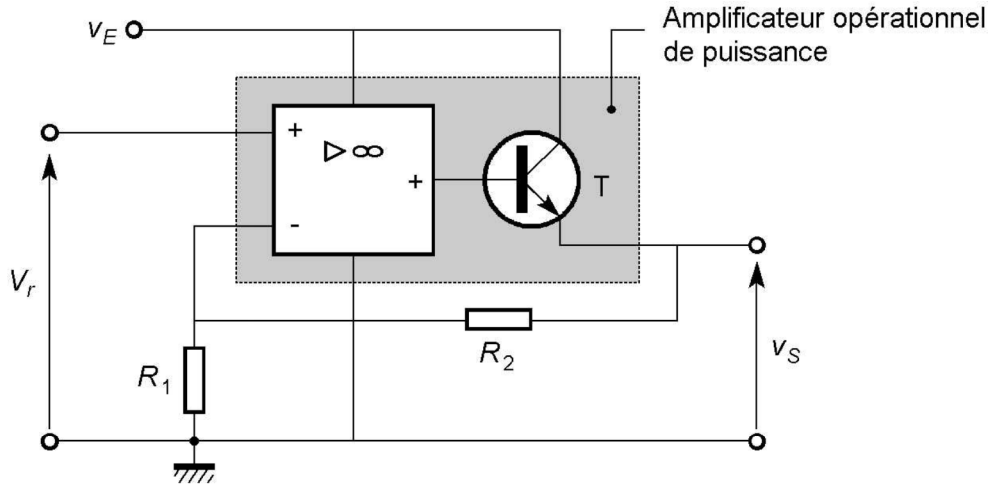


Figure 6.2 – Régulateur considéré comme un amplificateur.

La relation établie entre v_S et V_r est bien celle qui caractérise un amplificateur non-inverseur. Il est d'ailleurs possible de se passer du transistor si le courant demandé ne dépasse pas les possibilités du circuit intégré. Les amplificateurs opérationnels de puissance peuvent fournir plusieurs ampères, et sont donc adaptés à cet usage.

6.1.2 Coefficients de régulation

La qualité de la régulation dépend des imperfections des composants (amplificateur opérationnel, référence et transistor). La solution la plus simple pour réaliser la référence consiste à utiliser une diode Zener polarisée par une résistance (*figure 6.3*).

Pour chiffrer les coefficients de régulation, on définit un modèle pour les variations correspondant à la diode Zener (*figure 6.4*), au transistor (*figure 6.5*) et à l'amplificateur opérationnel (*figure 6.6*).

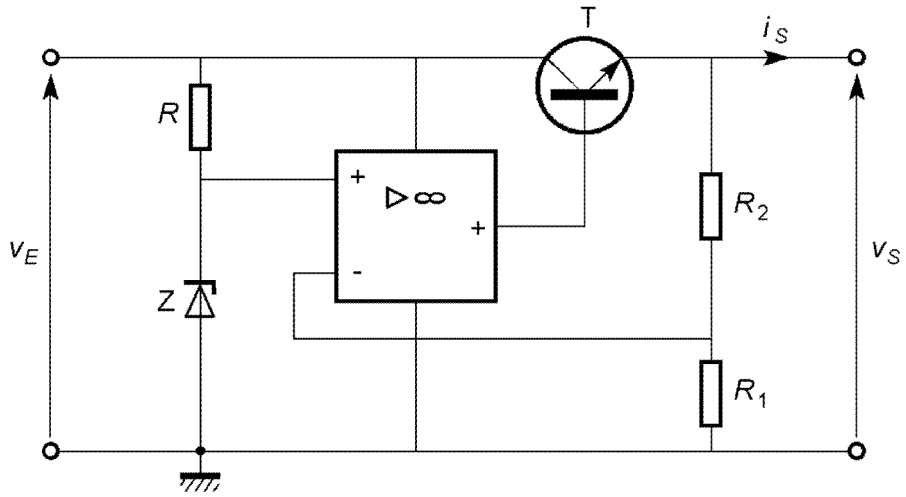


Figure 6.3 – Régulateur utilisant une diode Zener pour la référence.

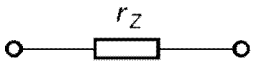


Figure 6.4 – Modèle de la diode Zener pour les variations.

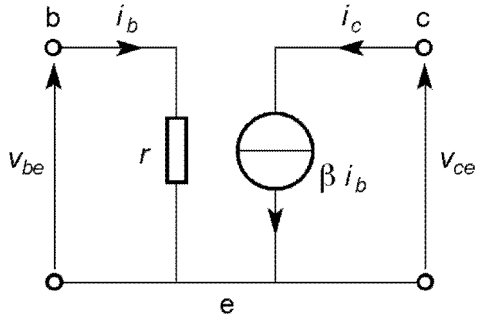


Figure 6.5 – Modèle du transistor pour les variations.

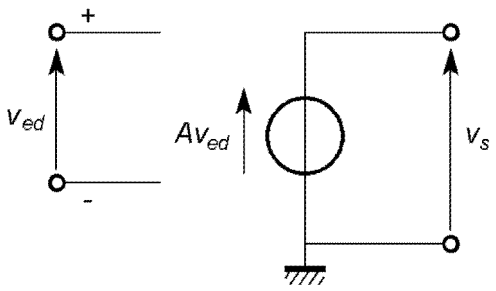


Figure 6.6 – Modèle de l'amplificateur opérationnel pour les variations.

La résistance d'entrée de ce circuit intégré n'est pas prise en compte car celle-ci se trouve placée en parallèle de résistances beaucoup plus faibles. On trace alors le schéma équivalent au régulateur pour les variations (*figure 6.7*).

Le calcul du facteur de régulation amont se fait avec un courant débité constant. Le schéma équivalent est alors à vide. Les résistances R_1 et R_2 sont choisies de telle

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

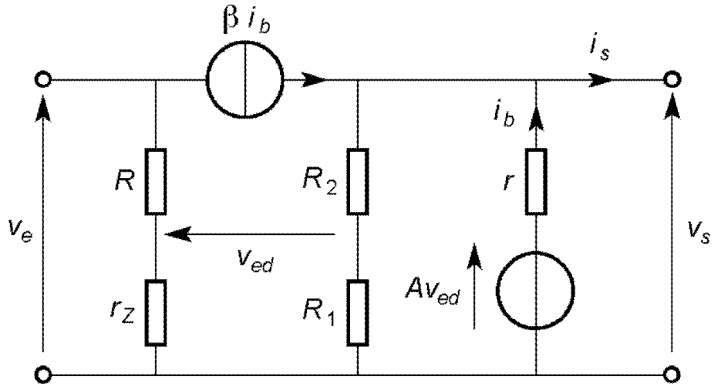


Figure 6.7 – Schéma équivalent au régulateur pour les variations.

façon que le courant dérivé soit négligeable. On peut donc écrire :

$$v_{ed} = \frac{r_Z}{R + r_Z} v_e - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_s$$

$$(\beta + 1)\, i_b = 0 \quad \text{donc} \quad i_b = 0$$

$$v_s = A v_{ed}$$

Pour alléger l'écriture, on pose :

$$a = \frac{r_Z}{R + r_Z} \quad \text{et} \quad b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Après élimination de v_{ed}, on obtient :

$$v_s = A\left(a v_e - b v_s\right)$$

Le facteur de régulation amont est donc :

$$K = \frac{v_s}{v_e} = \frac{Aa}{1 + Ab}$$

L'amplification A de l'amplificateur opérationnel étant très élevée (200 000 en valeur typique pour le 741 aux très basses fréquences), le produit Ab est toujours grand devant 1. On en déduit :

$$K \approx \frac{a}{b} = \frac{r_Z}{R + r_Z} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Le calcul de la résistance de sortie se fait à tension d'entrée constante. L'entrée du schéma pour les variations est donc court-circuitée (*figure 6.8*).

En appliquant une tension u en sortie, on a :

$$v_{ed} = -bu$$
$$i = -(\beta + 1)\, i_b$$
$$u = A v_{ed} - r i_b$$

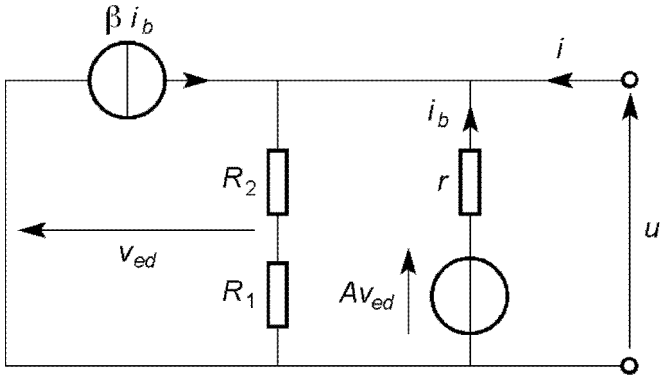


Figure 6.8 – Schéma pour le calcul de r_s.

L'élimination de v_{ed} et de i_b conduit à la relation :

$$u = -Abu + \frac{r}{\beta + 1} i$$

La résistance de sortie est donc :

$$r_s = \frac{u}{i} = \frac{r}{(\beta + 1)(1 + Ab)}$$

Compte tenu des ordres de grandeur, la formule se simplifie :

$$r_s \approx \frac{r}{\beta Ab} = \frac{r}{\beta A} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Le résultat peut s'exprimer en fonction de la pente g_m du transistor :

$$r_s \approx \frac{1}{g_m Ab} = \frac{1}{g_m A} \frac{R_1 + R_2}{R_1}$$

Cette résistance n'est pas constante car la pente dépend du courant dans le transistor. Toutefois, compte tenu de l'ordre de grandeur de A, la valeur obtenue est toujours très faible. La sortie du régulateur est proche du générateur idéal de tension.

REMARQUE

La résistance de sortie propre de l'amplificateur opérationnel n'a pas été prise en compte dans son modèle, car son influence est faible devant celle de r qui est en série. Cependant, pour être plus précis, il suffit d'ajouter à r la résistance de sortie de l'amplificateur opérationnel dans les résultats. Il est également possible de tenir compte de la résistance de sortie du transistor, mais le calcul est un peu plus compliqué. Ces défauts du second ordre ne modifient pas les conclusions du calcul.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.1.3 Réglage de la tension

Une première solution pour faire varier la tension de sortie est de remplacer les résistances R_1 et R_2 par un diviseur potentiométrique (*figure 6.9*).

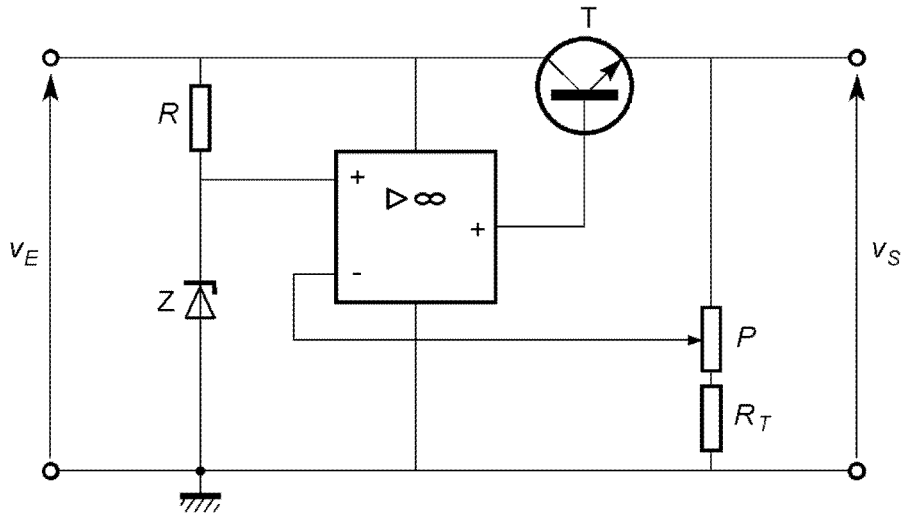


Figure 6.9 – Réglage de la tension par un diviseur potentiométrique en sortie.

Le choix de la résistance fixe et du potentiomètre impose l'étendue du réglage. Lorsque le curseur est à l'extrémité reliée à la sortie, on a :

$$v_S = V_Z$$

Quand ce curseur se trouve à l'extrémité connectée à la résistance talon, on obtient :

$$v_S = \left(1 + \frac{P}{R_T}\right) V_Z$$

La tension de sortie varie donc entre V_Z et un maximum qui dépend de la tension de saturation de l'amplificateur opérationnel. La résistance talon R_T est indispensable pour limiter le réglage, afin de maintenir un fonctionnement linéaire du circuit.

L'avantage de ce mode de réglage est que la source de référence ne débite pratiquement aucun courant puisqu'elle est chargée par l'entrée de l'amplificateur opérationnel. Pour étendre les possibilités de variations et atteindre des valeurs inférieures à V_Z, on peut brancher un potentiomètre aux bornes de la diode Zener qui permet de faire varier la tension de référence (*figure 6.10*).

Lorsque le curseur est à la masse, on a :

$$V_r = 0$$

Lorsque le curseur est à l'autre extrémité, on obtient :

$$V_r = V_Z$$

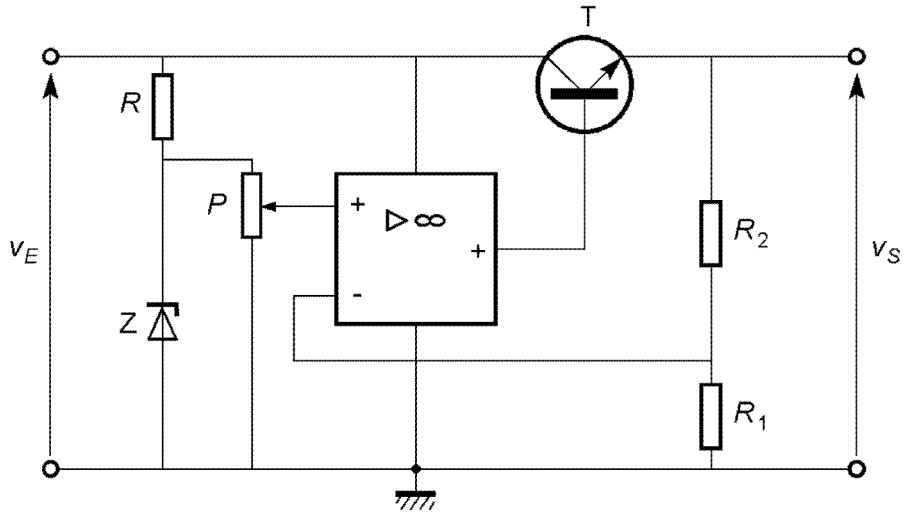


Figure 6.10 – Réglage de la tension par un potentiomètre sur la référence.

L'inconvénient de cette solution est que le stabilisateur à diode Zener fournit le courant nécessaire au potentiomètre. On a alors intérêt à choisir une résistance élevée pour cet élément, mais en se limitant de telle façon que le courant de polarisation de l'amplificateur opérationnel n'ait pas une influence excessive.

L'étendue des variations ne peut pas dépasser une plage fixée par les tensions de saturation de l'amplificateur opérationnel. En effet, la tension de sortie du montage est égale à la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel v'_S, diminuée de la différence de potentiel v_{BE} entre base et émetteur du transistor :

$$v_S = v'_S - v_{BE}$$

Or, la tension de sortie de l'amplificateur opérationnel est limitée par les tensions de saturation qui dépendent elles-mêmes de l'alimentation du circuit intégré. Pour les amplificateurs opérationnels courants, la saturation apparaît pour une tension de l'ordre de 2 V au-dessus de l'alimentation inférieure, et de 2 V en dessous de l'alimentation supérieure.

Comme on utilise ici une alimentation simple v_E, la tension v'_S ne peut être comprise qu'entre 2 V et v_E diminuée de 2 V. Il en résulte qu'une tension nulle ne peut pas être atteinte en sortie du montage. Pour cela, il faudrait utiliser une alimentation négative auxiliaire pour le circuit intégré.

Une meilleure méthode consiste à faire appel à un amplificateur opérationnel conçu pour le fonctionnement en alimentation simple (comme le LM324). La tension de saturation basse est alors pratiquement égale à zéro. Pour élargir la plage de réglage aussi bien vers le haut que vers le bas, il faut employer un circuit intégré à étage de sortie CMOS (comme le CA3160).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.1.4 Augmentation du courant de sortie

La version de base du régulateur à amplificateur opérationnel ne permet pas de fournir un courant de sortie supérieur à quelques centaines de milliampères. En effet, le courant de base du transistor est limité par l'amplificateur opérationnel : les modèles courants fournissent une intensité maximale de 10 à 30 mA. Le courant de sortie limite est obtenu en multipliant cette intensité maximale par l'amplification en courant β du transistor.

Pour les petites puissances, β est souvent de l'ordre de plusieurs centaines, mais pour des puissances plus élevées, sa valeur tombe à quelques dizaines. Ainsi, quand on souhaite obtenir un courant important, il est difficile de trouver un transistor ayant un β suffisant pour respecter la limitation de courant du circuit intégré. On fait alors appel à un montage Darlington pour remplacer le simple transistor (*figure 6.11*).

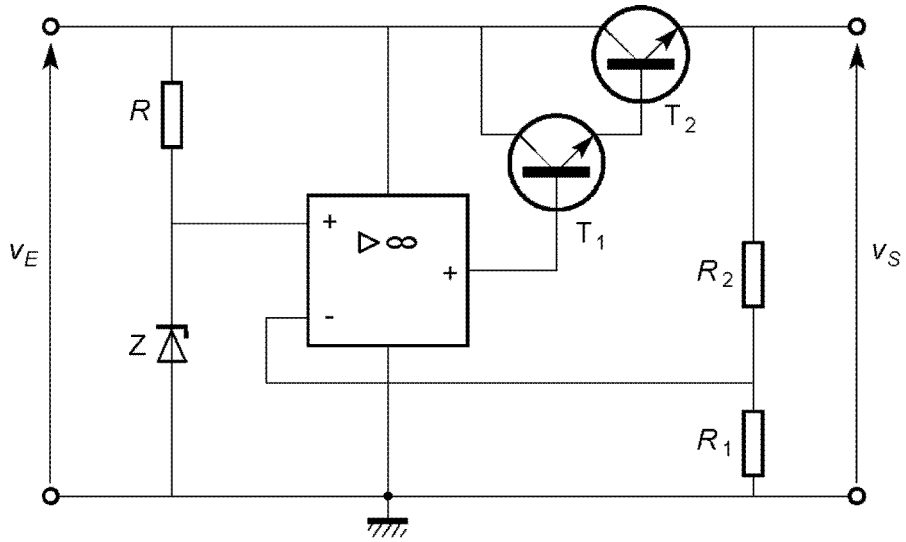


Figure 6.11 – Augmentation du courant de sortie par un montage Darlington.

Si β_1 et β_2 sont les amplifications en courant des transistors T_1 et T_2, on obtient pour leur association :

$$\beta \approx \beta_1 \beta_2$$

Le courant demandé à l'amplificateur opérationnel est ainsi nettement plus raisonnable. Le montage Darlington peut être réalisé avec deux transistors discrets, mais il est également disponible sous forme intégrée.

6.1.5 Régulateur double

Beaucoup de montages ont besoin de sources de tension symétriques. Celles-ci peuvent être facilement réalisées en ajoutant un amplificateur inverseur au régulateur étudié plus haut. On obtient ainsi une tension négative asservie à la tension positive (*figure 6.12*).

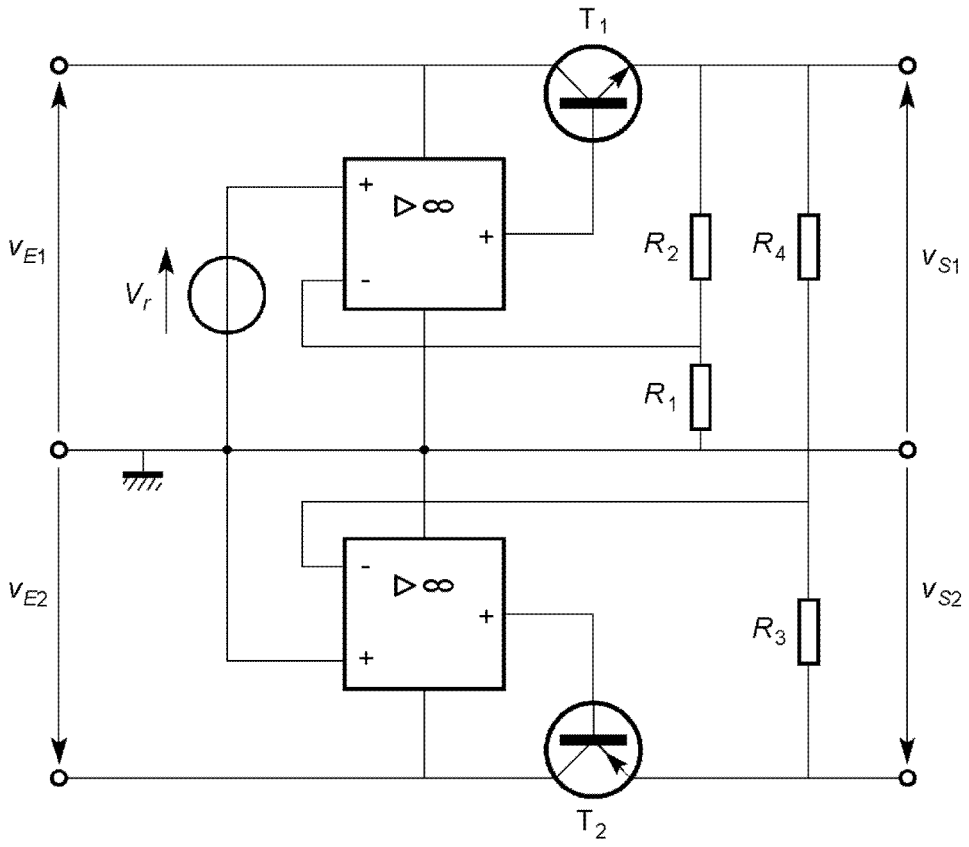


Figure 6.12 – Régulateur délivrant des tensions symétriques.

Le diviseur résistif R_1, R_2 permet de fixer la valeur de la tension positive tandis que R_3 et R_4 fixent le rapport entre les deux tensions.

6.1.6 Influence des imperfections de l'amplificateur opérationnel

Le régulateur de tension pouvant être considéré comme un amplificateur de la tension de référence, l'étude des conséquences des défauts de l'amplificateur opérationnel donne des résultats identiques à ceux qui sont obtenus avec un simple amplificateur. Il faut toutefois tenir compte du fait que l'alimentation est en général unique. Seuls les résultats utiles sont rappelés ici.

Tension de décalage

Cette petite tension continue V_d (2 mV en valeur typique pour un 741), présente entre les deux entrées, entraîne une erreur en sortie :

$$v_S = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_\mathrm{d}$$

Beaucoup d'amplificateurs opérationnels possèdent des bornes destinées à connecter un potentiomètre qui permet de minimiser l'effet de ce décalage sur la tension de sortie. Le problème est que la tension de décalage varie avec la température. Le réglage n'est donc jamais parfait.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Comme l'amplificateur opérationnel utilisé dans un régulateur débite un courant de sortie non négligeable, il s'échauffe et sa tension de décalage dérive. Si ce défaut est important, il faut employer des circuits intégrés optimisés pour ce paramètre (faible décalage et faible dérive).

Courants de polarisation

Ces petits courants (80 nA en valeur typique pour un 741) entraînent une chute de tension dans les résistances du montage, et donc une erreur en sortie. Pour le régulateur étudié, seul le courant I_p^- dans l'entrée – influe, puisque l'entrée + est attaquée par une source de tension. L'erreur due à ce défaut considéré isolément est :

$$v_S = R_2 I_p^-$$

Pour minimiser l'effet des courants de polarisation, il faut faire en sorte que les résistances vues de chaque entrée de l'amplificateur opérationnel soient identiques. Pour cela, il faut ajouter dans le montage considéré une résistance entre la source de référence et l'entrée + de l'amplificateur opérationnel. Sa valeur doit être telle que :

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

L'erreur n'est pas tout à fait annulée, car il subsiste l'influence de l'écart entre les courants de polarisation des deux entrées (courant de décalage). De plus, les courants de polarisation varient avec la température.

Mode commun

La sortie d'un amplificateur opérationnel est sensible essentiellement à la tension différentielle d'entrée v_{Ed}, mais aussi à la tension de mode commun v_{Ec}, c'est-à-dire la tension moyenne entre les deux entrées. L'amplification correspondante A_c est très faible. L'erreur apportée est :

$$v_S = A_c v_{Ec}$$

Lorsque l'amplificateur opérationnel est utilisé avec une alimentation unique, les tensions doivent être comptées par rapport à la moitié de la tension d'alimentation, ce qui conduit à une tension de mode commun égale à :

$$v_{Ec} = V_r - \frac{v_E}{2}$$

L'erreur qui en résulte sur la sortie est :

$$v_S = A_c \left(V_r - \frac{v_E}{2} \right)$$

Un bon amplificateur de différence doit éliminer le plus possible l'influence du mode commun. Cette qualité se chiffre par le taux de rejet du mode commun :

$$k = 20 \lg \frac{A_d}{|A_c|}$$

Sa valeur typique pour le 741 est 90 dB.

6.1.7 Choix des composants

Pour une sortie fixe, la tension est déterminée par la valeur de la tension V_Z et des résistances R_1 et R_2. Si le niveau désiré correspond directement à la tension nominale d'une diode Zener disponible, on peut monter l'amplificateur opérationnel en suiveur, c'est-à-dire omettre R_1 et remplacer R_2 par un court-circuit. Sinon, il faut choisir un ensemble de valeurs cohérentes pour les trois paramètres. Il suffit de faire en sorte que le courant dérivé dans le pont R_1, R_2 reste négligeable devant l'intensité dans la charge.

Pour une sortie variable, il faut faire un choix de la diode Zener, du potentiomètre et des résistances pour couvrir la plage souhaitée. Les limites devront correspondre à un bon fonctionnement de l'amplificateur opérationnel. Pour un modèle ordinaire (par exemple un 741), la tension ne peut pas descendre en dessous de 2 V environ, et ne peut pas monter au-delà de 3 V environ en dessous de la tension d'entrée.

Quand la tension d'entrée est fournie par un redresseur avec filtre capacitif, il faut considérer le minimum $v_{E\,min}$ de cette tension (à cause de l'ondulation). Il faut évidemment aussi que la valeur maximale $v_{E\,max}$ ne dépasse pas la limite absolue fixée par l'amplificateur opérationnel (36 V pour un 741). Le transistor doit avoir une amplification en courant suffisante pour que le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel reste toujours inférieur à sa valeur de limitation. Le cas le plus défavorable se produit lorsque l'intensité débitée est maximale :

$$\beta \geq \frac{i_{S\,max}}{I_M}$$

Le transistor doit pouvoir supporter le courant maximal de sortie, la chute de tension maximale entre entrée et sortie, et dissiper la puissance correspondante :

$$I_{CM} \geq i_{S\,max}$$
$$V_{CEM} \geq v_{E\,max} - v_{S\,min}$$
$$P_{TM} \geq \left(v_{E\,moy} - v_{S\,min}\right) i_{S\,max}$$

Enfin, la source de référence se calcule comme les stabilisateurs étudiés précédemment. Le courant à travers la diode Zener doit être suffisant pour que le point de fonctionnement se trouve dans la zone de stabilisation :

$$i_Z \geq I_{Zm}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On en déduit le maximum de R :

$$R \leq \frac{v_{E\,min} - V_Z}{I_{Zm}}$$

D'autre part, il faut respecter la limite de puissance :

$$P_Z \leq P_{ZM}$$
$$P_Z = V_Z \frac{v_{E\,max} - V_Z}{I_{Zm}}$$

Une fois choisie la valeur de R compte tenu des deux conditions précédentes, il faut vérifier sa dissipation :

$$P_R \leq P_{RM}$$
$$P_R = \frac{(v_{E\,max} - V_Z)^2}{R}$$

Exemple

On désire réaliser un régulateur délivrant une tension pouvant varier entre 6 et 12 V à une utilisation qui consomme un courant compris entre 0 et 100 mA. Le redresseur avec filtre capacitif branché à l'entrée fournit une tension moyenne de 20 V avec une ondulation crête à crête de 20 %.

On choisit le réglage par diviseur potentiométrique en sortie. La tension minimale de sortie correspond à la valeur nominale de la Zener. On prend donc :

$$V_Z = 5,6 \text{ V} \quad 5\ \%$$

Dans le cas le plus défavorable (maximum de V_Z), on peut bien descendre en dessous de 6 V (5,88 V). La tension maximale donne une condition sur P et R_T. Le rapport de ces deux résistances doit être au moins égal à :

$$\frac{P}{R_T} = \frac{v_{S\,max}}{V_Z} - 1$$

soit :

$$\frac{P}{R_T} = \frac{12}{5,6} - 1 = 1,14$$

On choisit :

$$P = 4,7 \text{ k}\Omega \quad (10\ \%)$$
$$R_T = 2,7 \text{ k}\Omega \quad (5\ \%)$$

La valeur de 12 V est bien atteinte puisque la tension maximale est, dans le cas le plus défavorable (V_Z minimal) :

$$v_{S\,max} = \left(1 + \frac{4,7 \times 0,9}{2,7 \times 1,05}\right) \times 5,6 \times 0,95 = 13,2 \text{ V}$$

Le courant dérivé dans le pont n'est pas excessif puisqu'il varie entre 0,81 et 1,62 mA suivant la tension de sortie choisie.

L'amplificateur opérationnel peut être un 741. La tension maximale d'entrée (22 V) est bien inférieure à la limite autorisée par ce composant. De plus, l'écart entre les valeurs extrêmes de réglage et les tensions d'alimentation fait que n'importe quel modèle d'amplificateur opérationnel peut donner satisfaction. En prenant un courant de sortie inférieur à 10 mA, que tout 741 peut fournir sans problème, l'amplification en courant minimale pour le transistor est :

$$\beta_{min} = \frac{100}{10} = 10$$

Tous les petits transistors respectent cette condition. Le courant de collecteur maximal est de 100 mA, la tension maximale entre collecteur et émetteur est :

$$v_{CE\,max} = 22 - 6 = 16 \text{ V}$$

La puissance dissipée dans le cas le plus défavorable est :

$$P_T = (20 - 6) \times 0,1 = 1,4 \text{ W}$$

Un transistor du type 2N1711 muni d'un dissipateur adéquat peut convenir (il supporte 1 A, 50 V et 3 W).

La valeur minimale du courant dans la diode Zener est de l'ordre de quelques milliampères. En prenant 5 mA, on obtient comme maximum pour la résistance :

$$R_{max} = \frac{18 - 5,6}{5} = 2,48 \text{ k}\Omega$$

On choisit une résistance de $1,8$ kΩ dans la série à 5 %. La puissance maximale dissipée dans la diode Zener est :

$$P_Z = 5,6\frac{22 - 5,6}{1,8} = 51 \text{ mW}$$

Une petite diode Zener 400 ou 500 mW convient. La puissance dissipée dans la résistance de polarisation vaut :

$$P_R = \frac{(22 - 5,6)^2}{1,8} = 149 \text{ mW}$$

Une résistance ordinaire $\frac{1}{4}$ W est suffisante.

L'inconvénient de ce circuit est qu'il n'est pas protégé contre les courts-circuits en sortie. Il est donc nécessaire de le compléter par un limiteur de courant (voir chapitre 10).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.2 Régulateur intégré à usage multiple

L'utilisation de régulateurs de tension dans de nombreux montages électroniques a conduit à l'intégration de cette fonction dès que la technologie l'a permis. La première génération de régulateurs intégrés reprend les concepts étudiés à la section précédente, les différentes parties du circuit étant indépendantes et pouvant être connectées par l'utilisateur.

Le principal composant de ce type est le μA723 introduit en 1968 par Fairchild. Malgré son âge (canonique pour un circuit intégré...), ce régulateur est encore parfois utilisé aujourd'hui. Sa souplesse d'emploi explique sa durée de vie exceptionnelle. Il est disponible chez la plupart des constructeurs sous l'appellation LM723.

6.2.1 Caractéristiques

Le schéma fonctionnel du circuit comprend une source de référence (valeur typique 7,15 V), un amplificateur d'erreur, un transistor et un limiteur de courant (*figure 6.13*).

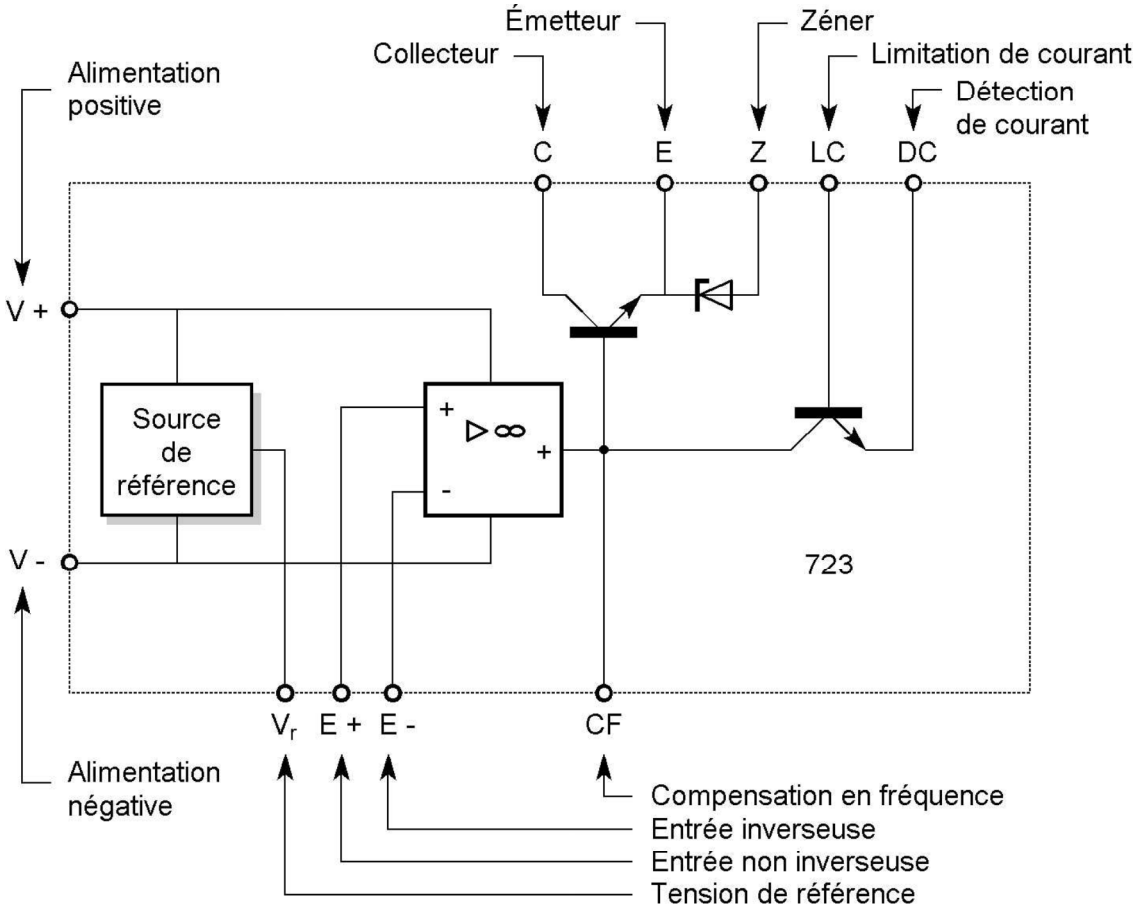


Figure 6.13 – Schéma fonctionnel du régulateur intégré 723.

Le boîtier est de type DIL 14 broches (*figure 6.14*). Nous en indiquons le brochage (*figure 6.15*).

Figure 6.14 – Régulateur 723 en boîtier DIL.

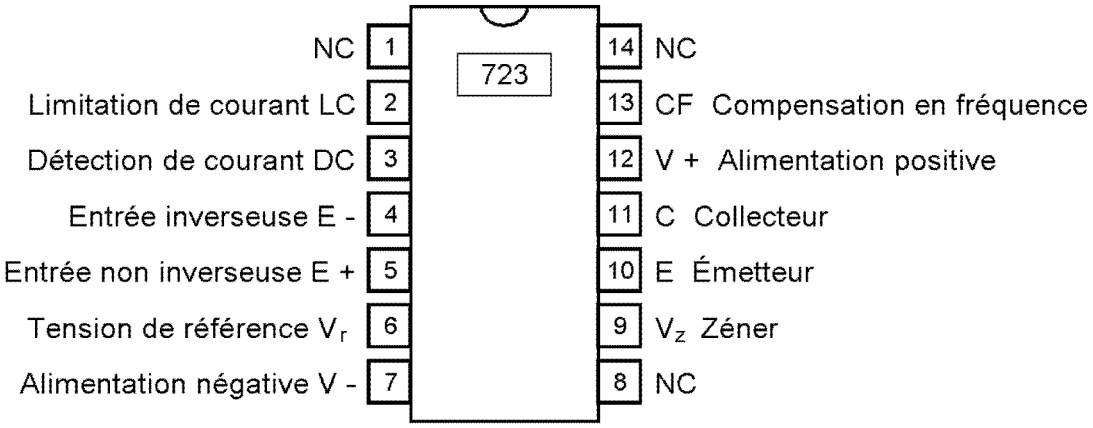


Figure 6.15 – Brochage du circuit intégré 723.

Les limites absolues du circuit apparaissent dans le *tableau 6.1* et quelques caractéristiques électriques sont données dans le *tableau 6.2*.

Tableau 6.1 – Limites absolues pour le régulateur 723.

Paramètre	Valeur	Unité
Tension continue entre V^+ et V^-	40	V
Tension impulsionnelle entre V^+ et V^- (durée 50 ms)	50	V
Tension entre entrée et sortie	40	V
Tension appliquée à une entrée de l'amplificateur	8,5	V
Tension différentielle d'entrée de l'amplificateur	5	V
Courant dans la diode Zener	25	mA
Courant dans la source de référence	15	mA
Puissance dissipée à 25 °C (boîtier DIL)	900	mW

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Tableau 6.2 – Caractéristiques essentielles du régulateur 723 (sauf spécifications contraires, $\theta_a = 25\ °C$; $v_E = V^+ = 12\ V$; $V^- = 0$; $v_S = 5\ V$; $i_S = 1\ mA$; $R_\ell = 0$; $\gamma = 100\ pF$).

Paramètre	Conditions	Minimum	Typique	Maximum	Unité
Régulation de ligne	$12\ V \leq v_E \leq 40\ V$		0,1 %	0,5 %	
	$12\ V \leq v_E \leq 15\ V$		0,01	0,1 %	
	$12\ V \leq v_E \leq 15\ V$ $0 \leq \theta_a \leq 70\ °C$			0,3 %	
Régulation de charge	$1\ mA \leq i_S \leq 50\ mA$		0,03 %	0,2 %	
	$1\ mA \leq i_S \leq 50\ mA$ $0 \leq \theta_a \leq 70\ °C$			0,6 %	
Taux de rejet de l'ondulation	$50\ Hz \leq f \leq 10\ kHz$		74		dB
	$50\ Hz \leq f \leq 10\ kHz$ avec $C = 4{,}7\ \mu F$		86		dB
Gamme des tensions d'entrée		9,5		40	V
Gamme des tensions de sortie		2		37	V
Tension entre entrée et sortie		3		38	V
Tension de référence		6,8	7,15	7,5	V
Courant de repos	$v_E = 30\ V\ i_S = 0$		1,7	4	mA
Coefficient de température	$0 \leq \theta_a \leq 70\ °C$		3×10^{-5}	$1{,}5 \times 10^{-4}$	$°C^{-1}$

6.2.2 Régulateur série

En connectant les divers éléments internes, on reconstitue facilement le schéma du régulateur étudié à la section précédente. Comme la référence est fixée, le diviseur résistif est branché différemment, suivant que la tension de sortie désirée est supérieure ou inférieure à la tension de référence (*figures 6.16 et 6.17*).

La résistance R_3 minimise les effets des courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel et donc de leur dérive. Elle peut être omise (c'est-à-dire remplacée par un court-circuit) lorsqu'une grande précision n'est pas demandée. γ est un condensateur de compensation dont la capacité est comprise entre 100 pF et 500 pF. Pour le montage délivrant une tension supérieure à la référence, on a :

$$v_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_r$$

Pour l'autre circuit, qui fournit une tension inférieure à la référence, on obtient :

$$v_S = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r$$

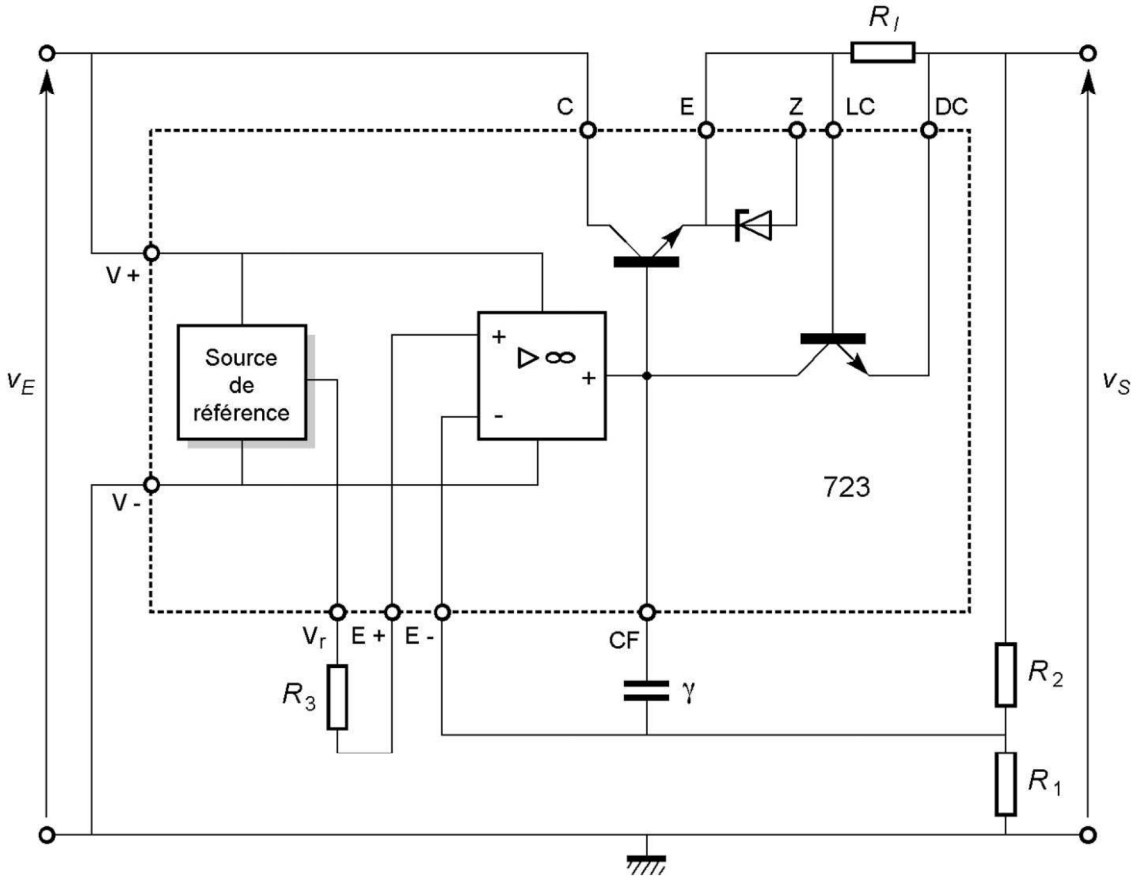


Figure 6.16 – Régulateur série pour une tension de sortie supérieure à la référence.

Pour obtenir une tension de sortie donnée, il faut imposer le rapport des deux résistances du pont diviseur. Dans le premier cas, on a :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1$$

Pour le second montage, on obtient :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{V_r}{v_S} - 1$$

De nombreux choix sont alors possibles pour R_1 et R_2. Il suffit que le courant soit assez faible pour ne pas charger excessivement la sortie, mais qu'il soit assez élevé pour que l'influence des courants de polarisation de l'amplificateur opérationnel soit minime. On impose en général une intensité de l'ordre de 1 mA dans le diviseur résistif.

Le condensateur C (en pointillés sur la figure) permet de réduire le bruit en sortie. Une capacité de quelques microfarads convient.

La valeur à donner à R_3 est, dans les deux montages :

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

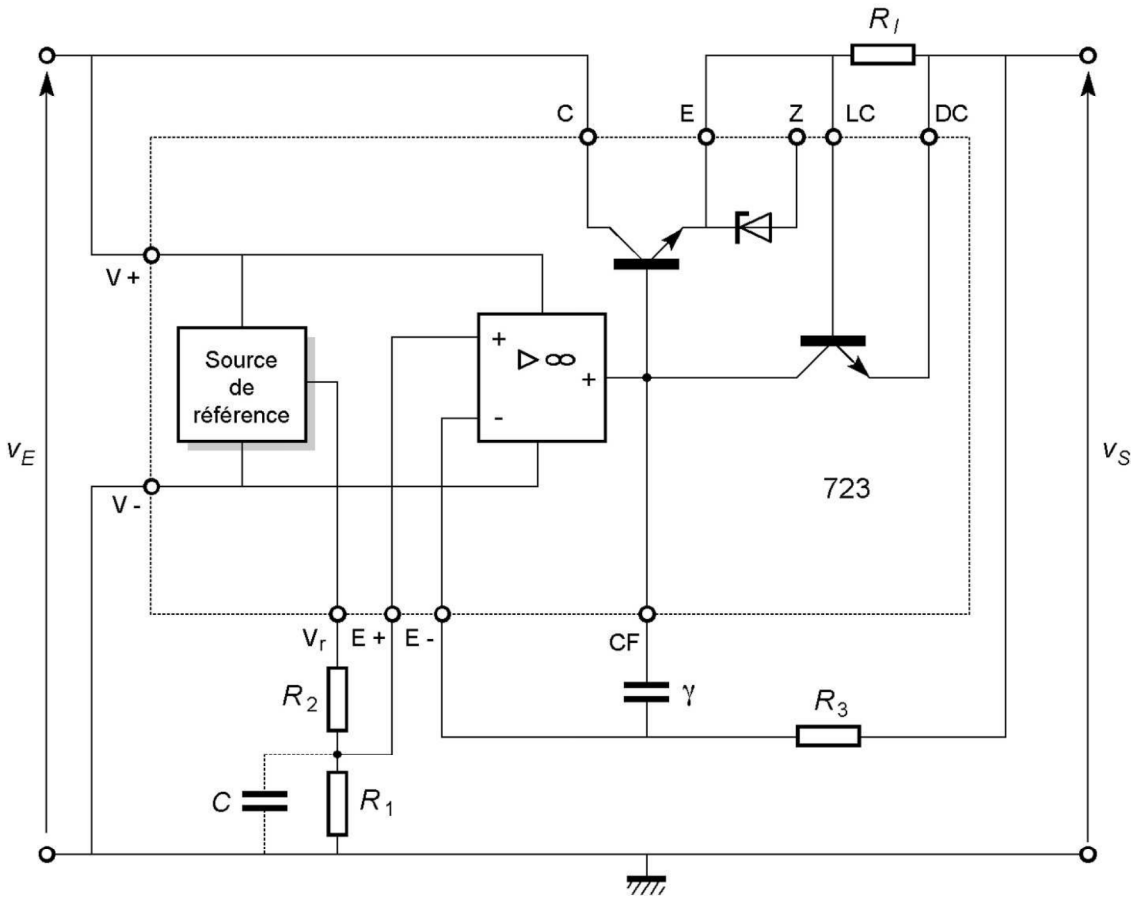


Figure 6.17 – Régulateur série pour une tension de sortie inférieure à la référence.

La résistance R_ℓ fixe l'intensité de limitation I_ℓ du régulateur. Sa valeur est donnée par la formule :

$$R_l = \frac{V_l}{I_l} \quad \text{avec} \quad V_l = 0,65 \text{ V}$$

Il est possible de faire varier la tension de sortie en remplaçant le diviseur résistif fixe par un potentiomètre associé à des résistances de butée. Quand on veut que la plage de réglage contienne la valeur de la tension de référence, il faut combiner les deux montages précédents avec un diviseur fixe pour abaisser la tension appliquée à l'entrée non inverseuse et un diviseur potentiométrique en sortie pour le réglage (*figure 6.18*).

La tension de sortie vaut :

$$v_S = \frac{R + P}{R + \alpha P} \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r$$

Exemple

On veut réaliser un régulateur délivrant une tension fixe de 6 V à partir d'un redresseur muni d'un filtre, qui fournit une tension de 12 V avec une ondulation crête à crête de 20 %. Le courant débité par le régulateur doit être limité à 50 mA.

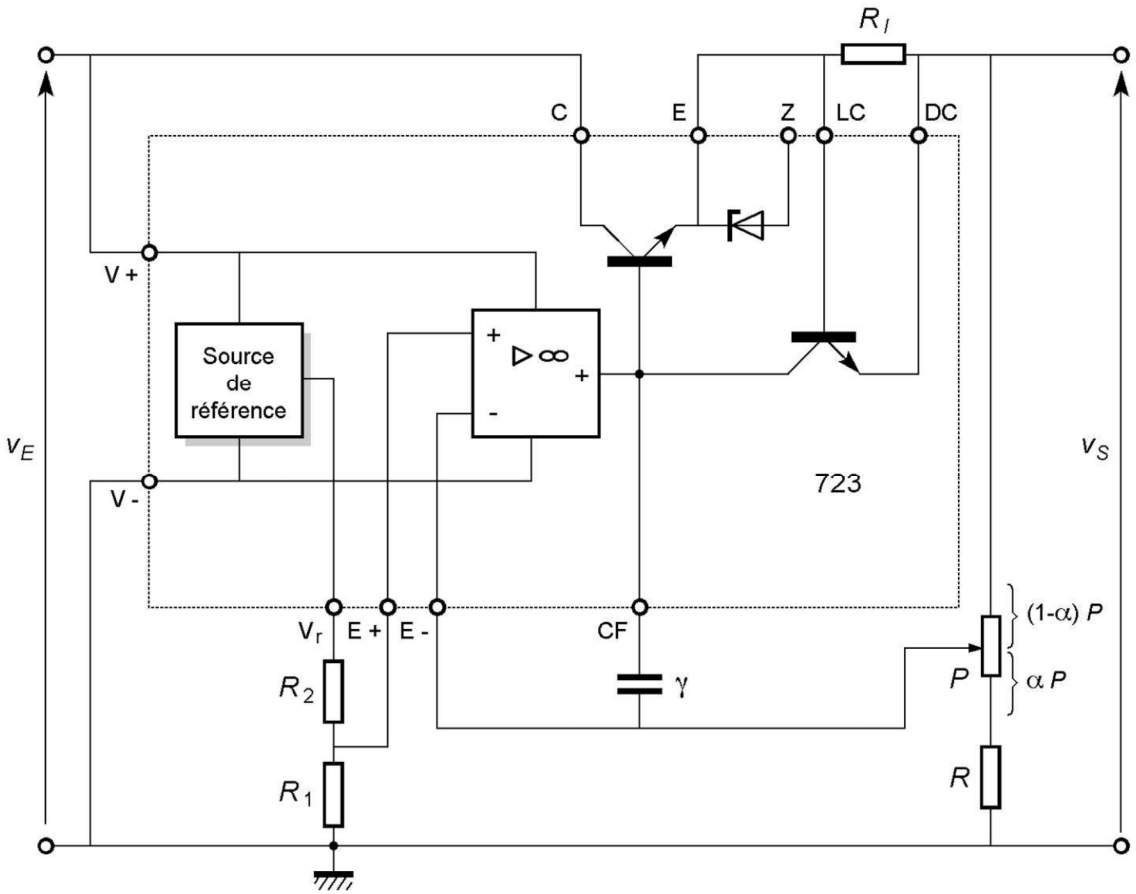


Figure 6.18 – Réglage de la tension de sortie.

Le schéma est celui qui correspond à une tension de sortie inférieure à la référence. On respecte bien les conditions de fonctionnement du circuit intégré (tension d'entrée, chute de tension entre entrée et sortie, dissipation). Le rapport des deux résistances du pont diviseur doit valoir :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{7,15}{6} - 1 = 0,192$$

Pour avoir une tension de sortie aussi proche que possible de 6 V, on choisit des résistances de précision dans la série E96 (tolérance 1 %) :

$$R_1 = 6,04\ \text{k}\Omega \quad R_2 = 1,15\ \text{k}\Omega$$

Le courant dans le pont est un peu inférieur au milliampère :

$$I_p = \frac{6}{6,04 + 1,15} = 0,834\ \text{mA}$$

La résistance de compensation des effets des courants de polarisation doit être :

$$R_3 = \frac{6,04 \times 1,15}{6,04 + 1,15} = 0,966\ \text{k}\Omega$$

On prend une résistance de 1 kΩ dans la série E24 (5 %), une grande précision étant inutile pour cet élément.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La résistance de limitation du courant vaut :

$$R_l = \frac{0,65}{50 \times 10^{-3}} = 13\ \Omega$$

On choisit donc une résistance de 13 Ω dans la série E96 (1 %). Enfin, pour la capacité de compensation γ, le constructeur conseille la valeur de 100 pF. On choisit un condensateur céramique ordinaire 100 pF, 10 %.

6.2.3 Augmentation du courant de sortie

Le transistor interne du régulateur intégré 723 peut supporter un courant maximum de 150 mA. En réalité, la limite est souvent inférieure car elle est fixée par la dissipation du composant (800 mW à 25 °C). La puissance s'exprime par :

$$P = (v_E - v_S)\, i_S$$

L'intensité maximale dépend donc de la différence de tension entre l'entrée et la sortie :

$$i_{S\,max} = \frac{P_{max}}{v_E - v_S}$$

On peut ainsi tracer la courbe du courant maximal qui peut être fourni à la charge en fonction de la chute de tension aux bornes du régulateur (*figure 6.19*).

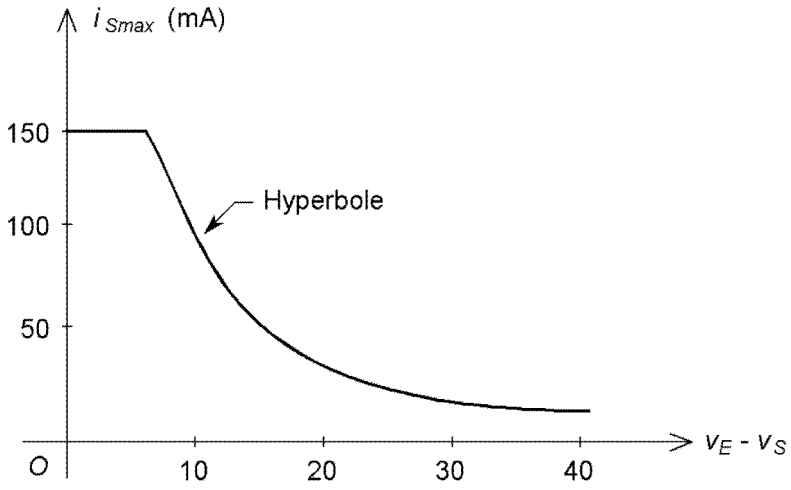


Figure 6.19 – Courbe donnant le courant de sortie disponible en fonction de la chute de tension (θ_a = 25 °C).

Quand on veut disposer d'une intensité supérieure à cette limite, il faut ajouter un transistor externe. Les schémas diffèrent suivant que la tension de sortie est supérieure (*figure 6.20*) ou inférieure (*figure 6.21*) à la référence.

Le transistor est choisi en fonction des diverses contraintes : courant, tension et puissance. De plus, il faut que son amplification en courant soit suffisante pour que l'intensité demandée au circuit intégré ne dépasse pas la valeur permise. Pour les forts courants, cette dernière condition est difficile à assurer avec un simple transistor, et on fait alors appel à un montage Darlington.

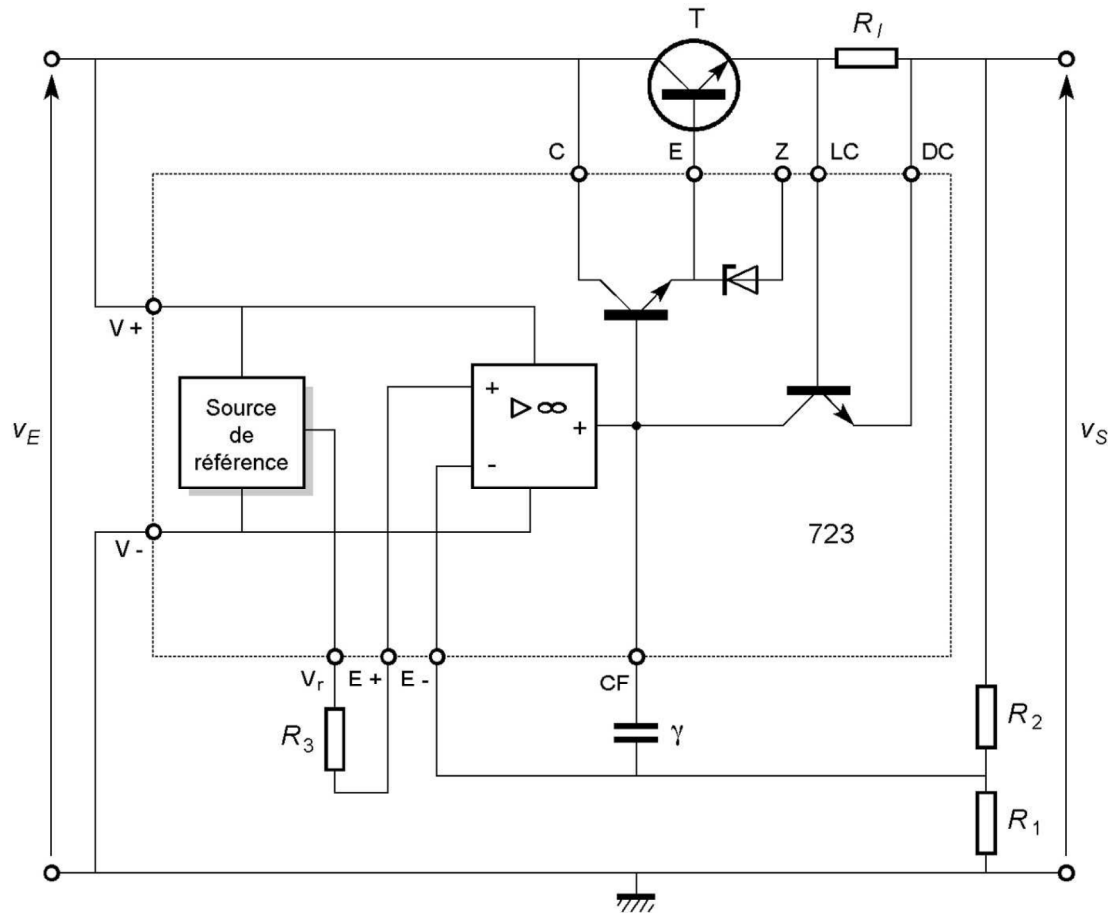


Figure 6.20 – Augmentation du courant par transistor externe (tension de sortie supérieure à la référence).

Exemple

On veut réaliser un régulateur délivrant une tension de 15 V avec un courant maximal de 1 A.

Le schéma est celui qui correspond à une tension de sortie supérieure à la référence. Comme la chute de tension minimale dans le régulateur est de 3 V, il faut au total un écart entre l'entrée et la sortie de plus de 3,7 V environ, compte tenu du v_{BE} du transistor externe.

Avec une marge de sécurité, on choisit une tension d'entrée de 20 V (écart de 5 V). Il faut éviter de prendre une marge excessive car une trop forte chute de tension conduirait à une dissipation importante et inutile dans le transistor. Le choix de la tension d'entrée impose une contrainte pour le redresseur avec filtre capacitif qui précède. La puissance maximale dissipée par le transistor externe vaut :

$$P_T = (20 - 15) \times 1 = 5 \text{ W}$$

On choisit un transistor du type 2N3055, qui doit être pourvu d'un dissipateur adéquat. L'amplification en courant minimale de ce modèle est de 20 ; cela conduit à une intensité demandée au circuit intégré d'au plus 50 mA, ce qui est tout à fait correct.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

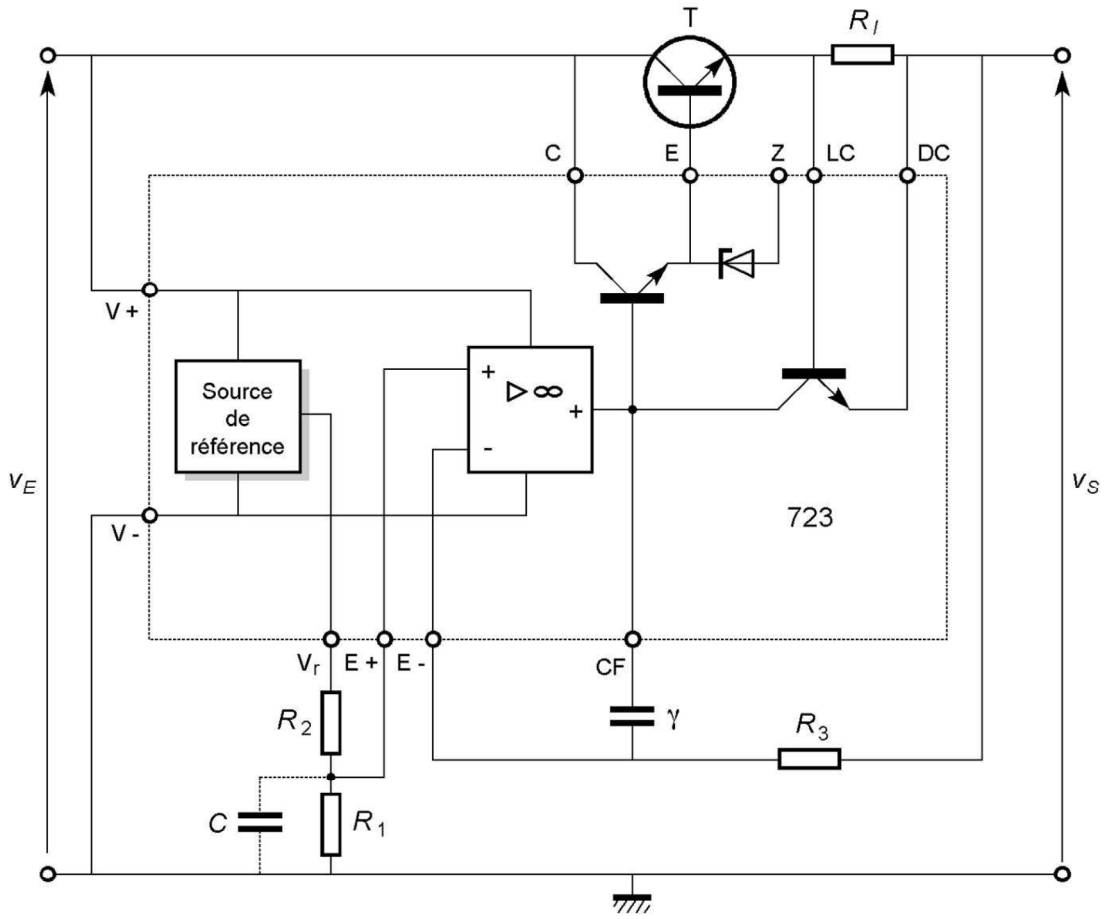


Figure 6.21 – Augmentation du courant par transistor externe (tension de sortie inférieure à la référence).

Le rapport des résistances du diviseur doit valoir :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{15}{7,15} - 1 = 1,1$$

En n'étant pas trop exigeant sur la précision, on choisit des valeurs dans la série E24 (5 %) :

$$R_1 = 10\ \text{k}\Omega \quad R_2 = 11\ \text{k}\Omega$$

Le courant de pont est raisonnable :

$$I_p = \frac{15}{10 + 11} = 0,714\ \text{mA}$$

Pour pouvoir fournir un courant de 1 A à coup sûr, on fixe la limitation à 1,2 A. Cela donne pour la résistance correspondante :

$$R_l = \frac{0,65}{1,2} = 0,542\ \Omega$$

On choisit une résistance de $0,51\ \Omega$, 5 %. La capacité de compensation sera également de 100 pF, 10 %. La précision demandée n'étant pas très importante, on omet la résistance R_3 (c'est-à-dire qu'on la remplace par un court-circuit).

6.2.4 Régulateur parallèle

Dans ce montage, la chute de tension se fait aux bornes d'une résistance, tandis qu'un transistor externe branché entre les bornes de sortie effectue la régulation en dérivant un courant plus ou moins élevé. On retrouve les deux cas précédents : tension de sortie supérieure à la référence (*figure 6.22*) ou inférieure (*figure 6.23*).

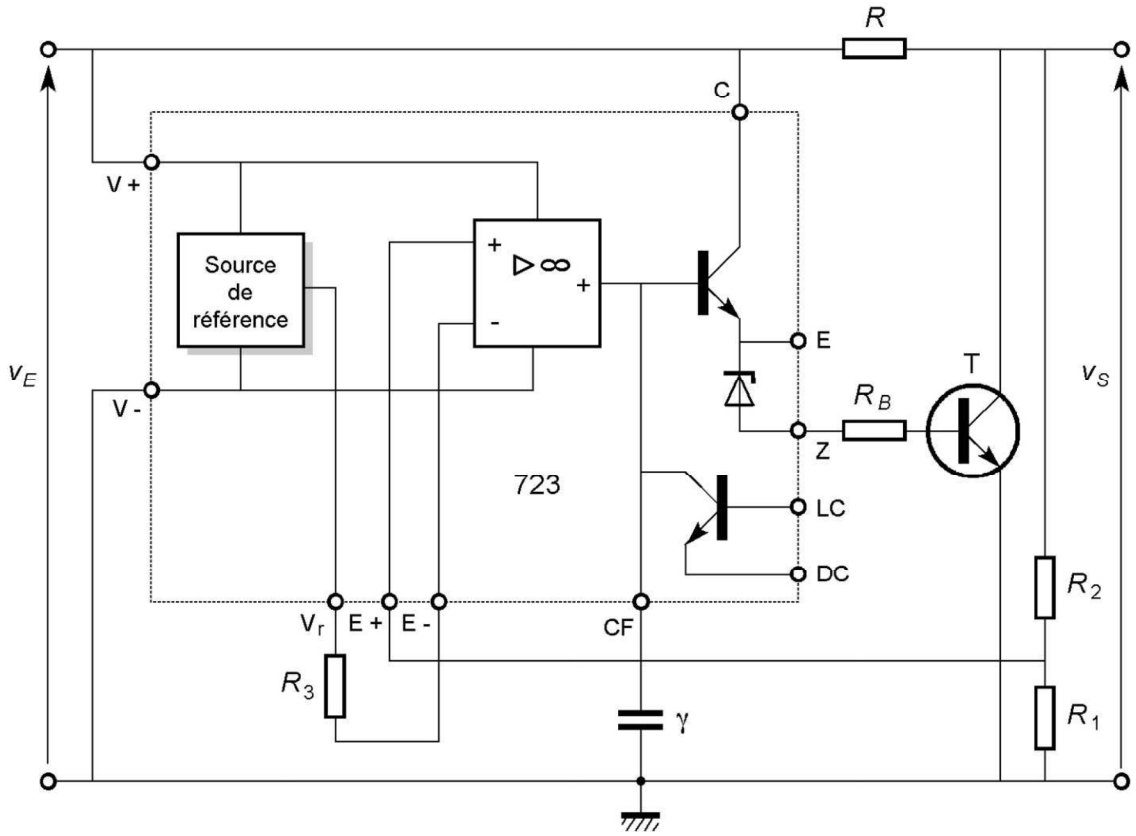


Figure 6.22 – Régulateur parallèle pour une tension de sortie supérieure à la référence.

Malgré son rendement médiocre, le régulateur parallèle est utilisé dans certaines applications. Il est protégé automatiquement contre les courts-circuits et il est moins sensible aux variations de la tension d'entrée et ne répercute pas les variations du courant de charge sur le générateur d'entrée. L'intensité de base du transistor est fixée par la résistance R_B après décalage de la tension grâce à la diode Zener interne. Comme le transistor branché en émetteur commun crée une inversion, on échange les entrées + et − de l'amplificateur opérationnel. Pour la capacité de compensation, on utilise la valeur de 4,7 nF. Les formules de la tension de sortie sont respectivement, pour les deux circuits :

$$v_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_r \quad (v_S > V_r)$$

$$v_S = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_r \quad (v_S < V_r)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

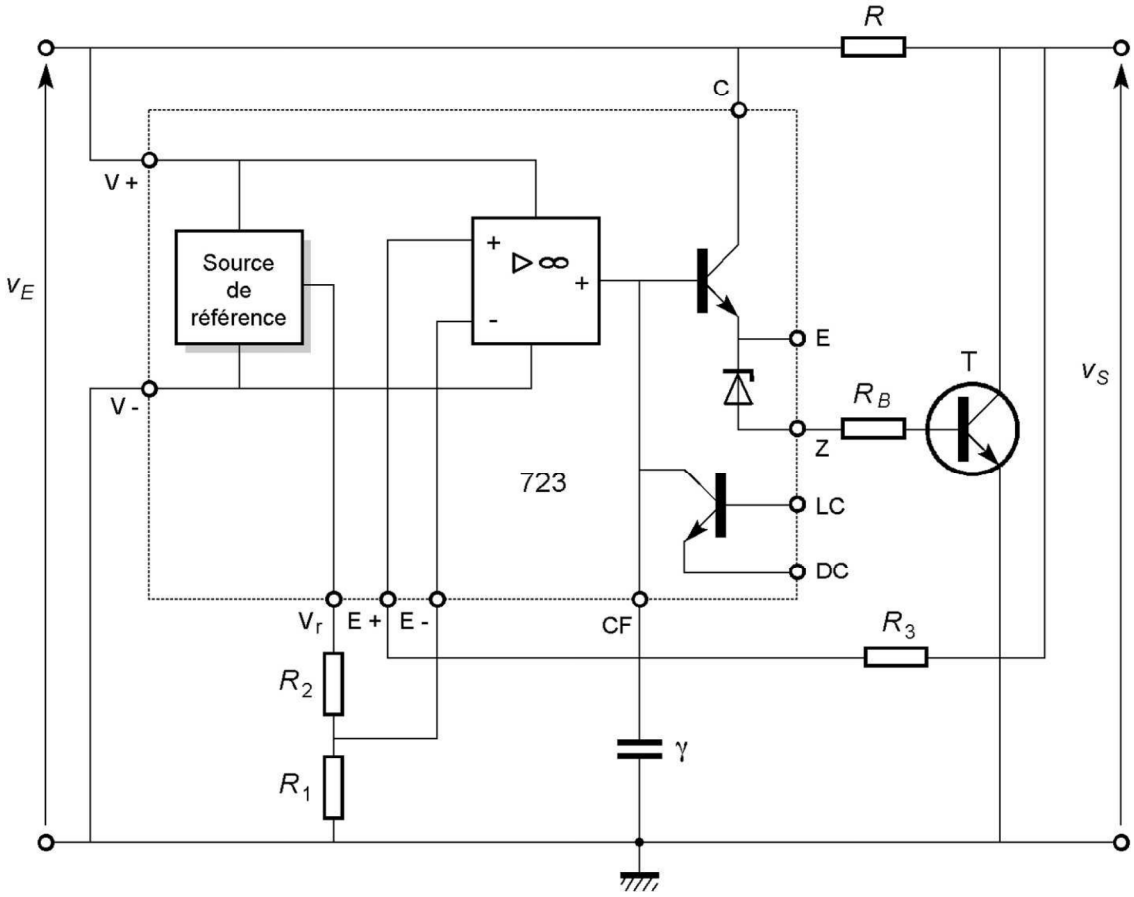


Figure 6.23 – Régulateur parallèle pour une tension de sortie inférieure à la référence.

La résistance R_3 compense toujours les effets des courants de polarisation :

$$R_3 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

6.3 Régulateur de tension fixe à trois bornes

L'importante demande d'alimentations d'équipement pour des valeurs standard de tension comme le 5 V a conduit les constructeurs à concevoir des circuits intégrant tous les composants d'un régulateur de tension fixe. C'est National Semiconductor qui a introduit le premier régulateur à trois bornes, le LM309, suivi de peu par Fairchild avec le μA7805.

Cette deuxième génération de régulateurs intégrés s'est vite étendue à de nombreuses valeurs de tensions. Des régulateurs pour tension négative ont permis de faciliter la conception des alimentations symétriques.

La série 78XX et 79XX est devenue un standard de l'industrie pour les régulateurs positifs et négatifs (XX indique la tension nominale). La simplicité d'emploi des régulateurs à trois bornes en fait des composants tout indiqués pour les petites alimentations fixes et les régulateurs répartis dans les équipements complexes.

6.3.1 Caractéristiques

Tous les éléments nécessaires sont intégrés : transistor série, source de référence, amplificateur d'erreur, diviseur résistif et circuits de protection thermique et de limitation de courant (*figure 6.24*).

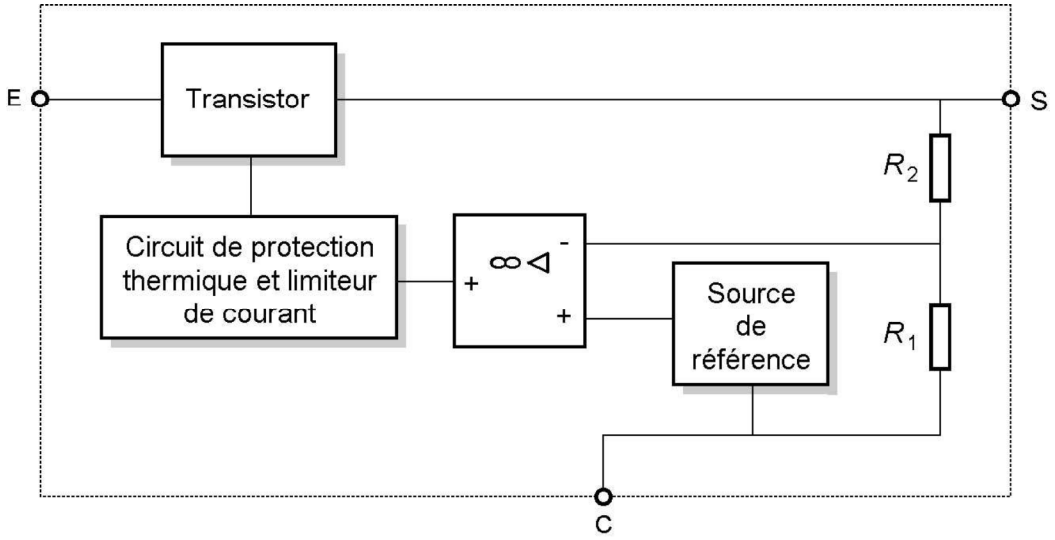


Figure 6.24 – Schéma fonctionnel d'un régulateur de tension fixe à trois bornes.

On trouve de nombreux circuits intégrés de ce type. Ils sont classés essentiellement en fonction de l'intensité maximale qu'ils peuvent débiter. La série 78XX et 79XX, la plus classique, peut fournir 1,5 A. On la trouve au catalogue de nombreux constructeurs sous des références voisines : LM78XX chez Texas Instruments, L78XX chez STM. On trouve aussi des séries correspondant à d'autres courants maximaux 78LXX et 79LXX (100 mA), 78MXX et 79MXX (500 mA) et 78TXX (3 A). Le *tableau 6.3* indique les tensions nominales disponibles pour ces modèles.

Les boîtiers utilisés dépendent de la série. On trouve le plus souvent des boîtiers plastiques TO-220 (*figure 6.25*) ou métalliques TO-3 pour les courants élevés, tandis que l'on rencontre des boîtiers plastiques TO-92 ou métalliques TO-39

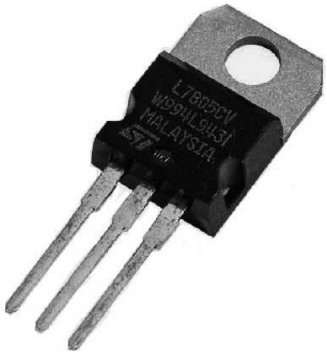


Figure 6.25 – Régulateur 7805 en boîtier TO-220.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

pour les courants plus faibles. Les brochages sont différents pour les régulateurs de tension positive ou négative (*figure 6.27*).

Les régulateurs existent aussi en CMS (composants montés en surface). On trouve des boîtiers SO-8 pour les 78LXX, DPAK-3 pour les 78MXX et DPAK-3 ou D^2PAK-3 pour les 78XX (*figure 6.26*).

Figure 6.26 – Régulateur 7805 en boîtier DPAK-3.

La seule limite absolue est en général la tension maximale que l'on peut appliquer à l'entrée. Le *tableau 6.4* indique les valeurs données pour les séries citées précédemment.

La puissance est limitée de manière interne. Ce n'est pas pour autant que l'on peut obtenir le courant maximal dans n'importe quelles conditions. En effet, la limitation de puissance dépend du dissipateur thermique sur lequel est placé le régulateur. La puissance dissipée est fonction, non seulement du courant débité, mais aussi de la chute de tension entre l'entrée et la sortie du régulateur.

Il est donc nécessaire de choisir le dissipateur adapté aux conditions de fonctionnement imposées au circuit (voir chapitre 14). La précision sur la tension de sortie est comprise entre 0,5 % et 10 % suivant les modèles.

Les principales caractéristiques du régulateur 7805 sont indiquées dans le *tableau 6.5*.

Parmi les autres séries que l'on rencontre, on peut citer les LM340 et LM320 qui sont très voisins des 78XX et 79XX, avec des performances légèrement supérieures. Certains modèles n'existent qu'avec une seule tension nominale : le LM323 est par exemple un régulateur 5 V et 3 A. Cependant, tous les régulateurs à trois bornes s'utilisent de la même façon. Seules quelques valeurs numériques dépendent du modèle exact employé.

6.3.2 Montage de base (régulateur de tension positive)

Aucun composant externe n'est indispensable. Il suffit de relier l'entrée E à une source de tension continue de valeur adaptée (c'est en général un redresseur avec

Tableau 6.3 – Modèles courants de régulateurs à trois bornes.

Courant nominal → **Tension nominale** ↓	**1,5 A**	**100 mA**	**500 mA**	**3 A**
2,6 V		78L02		
3 V		78L03		
5 V	7805	78L05	78M05	78T5
6 V	7806	78L06	78M06	
8 V	7808	78L08	78M08	
8,5 V	7885			
9 V	7809	78L09		
10 V	7810	78L10		
12 V	7812	78L12	78M12	78T12
15 V	7815	78L15	78M15	78T15
18 V	7818	78L18		
20 V			78M20	
24 V	7824		78M24	
– **5 V**	7905	79L05	79M05	
– **5,2 V**	7952			
– **6 V**	7906		79M06	
– **8 V**	7908		79M08	
– **12 V**	7912	79L12	79M12	
– **15 V**	7915	79L15	79M15	
– **18 V**	7918			
– **20 V**			79M20	
– **24 V**	7924		79M24	

Tableau 6.4 – Limites absolues pour les tensions d'entrée des régulateurs courants.

Régulateur		**Tension d'entrée**
7805 à 7818 78L12 et 78L15 78M05 à 78M15	7905 à 7918 79L05 à 79L15	35 V
7824 78M20 et 78M24	7924 79M20 et 79M24	40 V
78L02 à 78L10		30 V

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

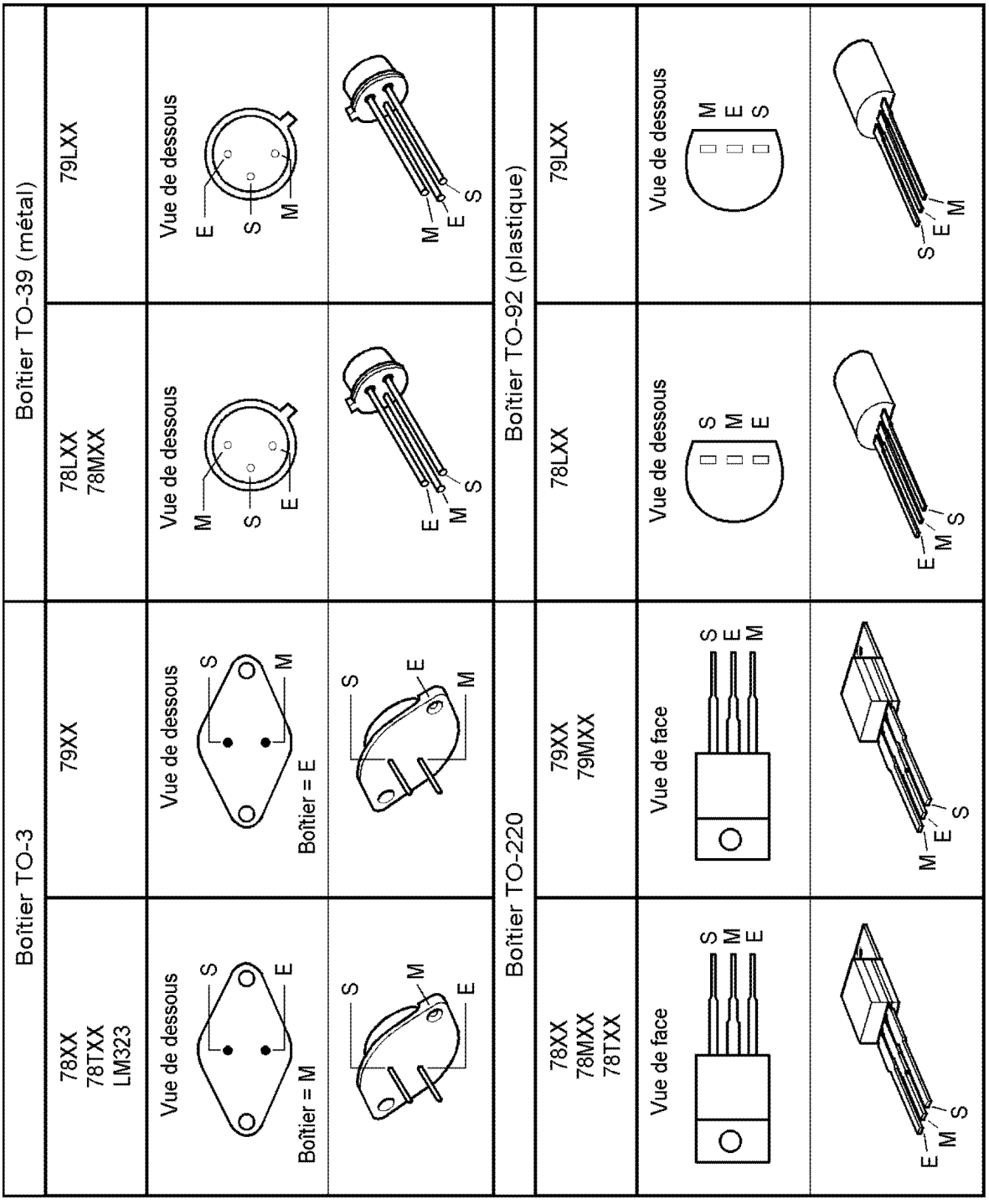


Figure 6.27 – Brochage des régulateurs courants.

Tableau 6.5 – Caractéristiques essentielles du régulateur 7805 (sauf indications contraires, $v_E = 10$ V ; $i_S = 500$ mA).

Paramètre	Conditions		Minimum	Typique	Maximum	Unité
Tension de sortie	$\theta_j = 25\,°C$; $5\text{ mA} \leq i_S \leq 1\text{ A}$		4,8	5	5,2	V
	$P_D \leq 15\text{ W}$; $5\text{ mA} \leq i_S \leq 1\text{ A}$ $7{,}5\text{ V} \leq v_E \leq 20\text{ V}$		4,75		5,25	V
Régulation de ligne	$\theta_j = 25\,°C$	$7\text{ V} \leq v_E \leq 25\text{ V}$		3	100	mV
		$8\text{ V} \leq v_E \leq 12\text{ V}$		1	50	mV
Régulation de charge	$\theta_j = 25\,°C$	$5\text{ mA} \leq i_S \leq 1{,}5\text{ A}$		15	100	mV
		$250\text{ mA} \leq i_S \leq 750\text{ mA}$		5	50	mV
Taux de rejet de l'ondulation	$0 \leq \theta_j \leq 125\,°C$ $f = 120$ Hz $8\text{ V} \leq v_E \leq 18\text{ V}$		62	78		dB
Coefficient de température de la tension de sortie	$0 \leq \theta_j \leq 125\,°C$ $i_S = 5\text{ mA}$				$-1{,}1$	$\text{mV} \cdot °C^{-1}$
Courant de repos	$\theta_j = 25\,°C$			4,2	8	mA
Chute de tension entre entrée et sortie	$\theta_j = 25\,°C$ $i_S = 1\text{ A}$			2		V
Résistance de sortie	$0 \leq \theta_j \leq 125\,°C$ $f = 1$ kHz			18		mΩ
Courant de court-circuit	$\theta_j = 25\,°C$			750		mA
Courant maximal de sortie	$\theta_j = 25\,°C$			2,2		A

filtre capacitif, mais cela peut être aussi une alimentation continue déjà disponible), la sortie S à la charge, et la borne commune C à la masse (*figure 6.28*).

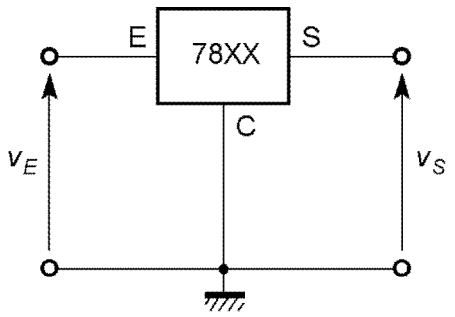


Figure 6.28 – Montage de base d'un régulateur de tension positive.

La valeur minimale de la tension d'entrée que l'on peut utiliser pour obtenir un fonctionnement correct est supérieure de 2 à 3 V à la tension nominale du régulateur (voir par exemple le *tableau 6.5*).

Il est parfois utile d'ajouter quelques composants supplémentaires (*figure 6.29*).

Le condensateur C_1 est nécessaire si le régulateur est éloigné du filtre capacitif (à partir de 5 à 10 cm). Les constructeurs indiquent l'ordre de grandeur recommandé pour cette capacité (0,22 ou 0,33 µF pour la série 78XX). Le condensateur C_2

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

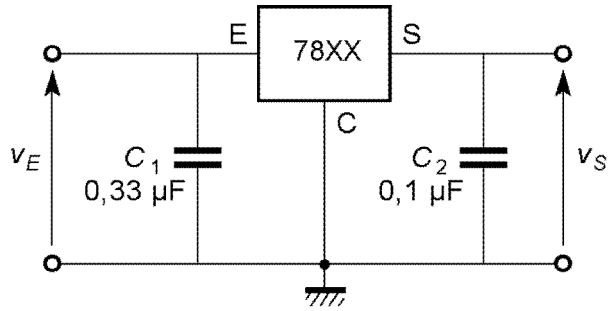


Figure 6.29 – Condensateurs optionnels.

améliore le temps de réponse du régulateur. Sa valeur est également précisée dans les spécifications du circuit (0,1 µF pour la série 78XX).

Ce condensateur n'est pas nécessaire à la stabilité du système (contrairement à ce qui se passe pour les régulateurs de tension négative). Les deux condensateurs n'ont d'intérêt qu'à condition d'être implantés au plus près des connexions du circuit intégré. On peut également avoir besoin de diodes de protection (*figure 6.30*).

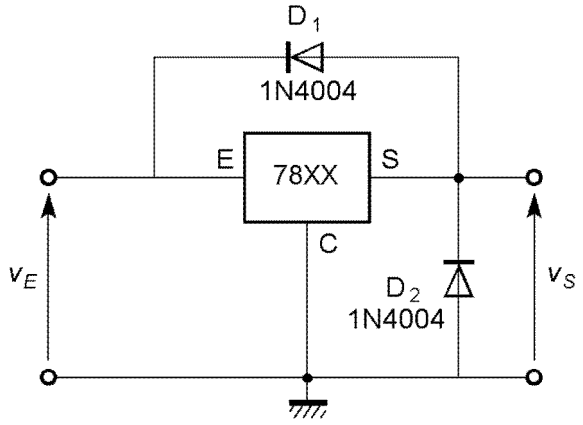


Figure 6.30 – Diodes de protection.

La première, D_1, protège le régulateur contre les effets de l'application d'une tension en sortie. Elle est également nécessaire en cas de court-circuit à l'entrée si la charge est fortement capacitive (plus de 100 µF). D_2 protège le régulateur si une tension inverse est appliquée en sortie.

En fonction du courant demandé et de la chute de tension imposée aux bornes du régulateur, il peut être nécessaire d'utiliser un dissipateur thermique (voir chapitre 14).

6.3.3 Montage de base (régulateur de tension négative)

Dans ce cas, un condensateur externe C_2 est indispensable pour assurer la stabilité du circuit (*figure 6.31*).

Pour la série 79XX, la capacité recommandée est de 1 µF. Deux autres éléments peuvent être utilisés (*figure 6.32*).

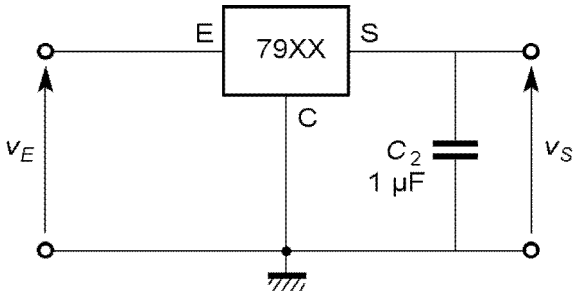


Figure 6.31 – Montage de base d'un régulateur de tension négative.

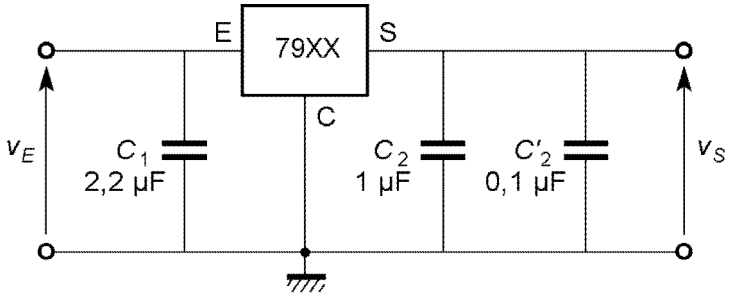


Figure 6.32 – Condensateurs supplémentaires.

Le condensateur C_1 est nécessaire si le régulateur est à une distance appréciable du filtre (2,2 µF pour la série 79XX). C'_2 améliore le temps de réponse (0,1 µF pour la série 79XX). Ce condensateur céramique, branché en parallèle de C_2, qui est généralement un condensateur tantale, joue son rôle aux fréquences élevées pour lesquelles C_2 n'est plus suffisant.

Toutefois, un seul condensateur peut suffire si ses performances en fréquence sont satisfaisantes. Tous les condensateurs associés à un régulateur doivent être branchés au plus près des connexions du circuit intégré. Des diodes de protection peuvent être nécessaires. Leur rôle est le même que pour le régulateur de tension positive. Le sens est évidemment inversé (*figure 6.33*).

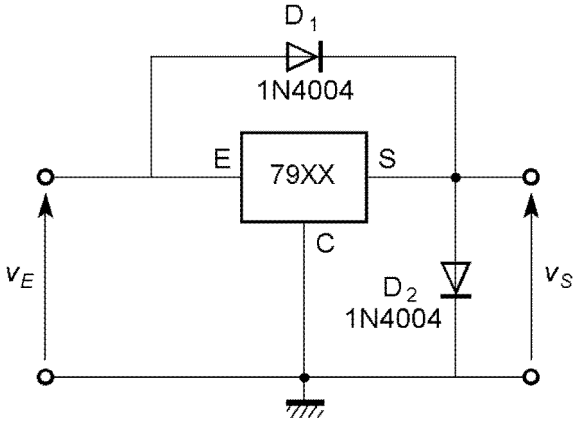


Figure 6.33 – Diodes de protection.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.3.4 Augmentation du courant de sortie

Mise en parallèle

Une première solution pour augmenter le courant débité est de placer plusieurs régulateurs intégrés en parallèle (*figure 6.34*).

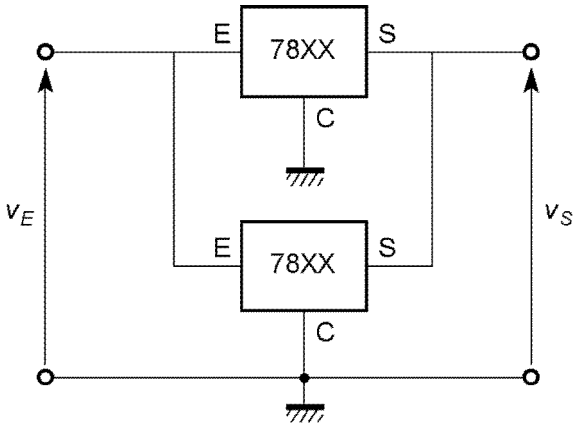


Figure 6.34 – Mise en parallèle de régulateurs.

Le courant disponible est égal au courant maximal de chaque régulateur multiplié par le nombre d'éléments. Toutefois, le fonctionnement n'est pas très satisfaisant. En effet, les tensions de sortie des régulateurs sont légèrement différentes. De ce fait, les courants ne se répartissent pas entre les divers circuits. C'est le régulateur ayant la tension la plus élevée qui fournit tout le courant tant que celui-ci ne dépasse pas la valeur de limitation. Ensuite, lorsque la limite est atteinte, c'est un autre circuit intégré qui prend le relais et la tension chute légèrement. Pour améliorer la répartition, on ajoute parfois des résistances d'équilibrage (*figure 6.35*).

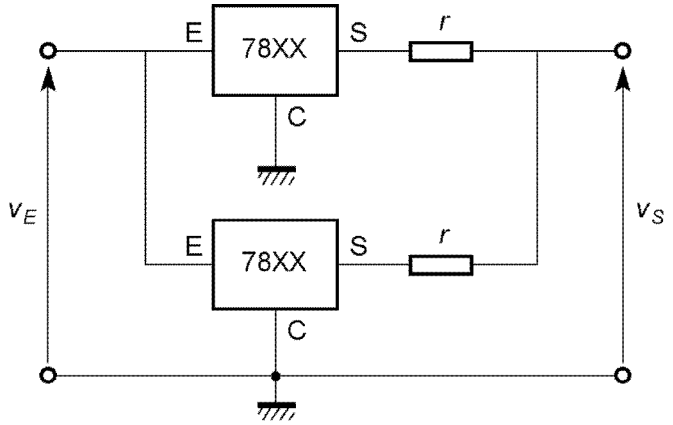


Figure 6.35 – Résistances d'équilibrage.

La répartition des courants entre les circuits correspond à un partage égal, à la tolérance des tensions de sortie près. Les résistances *r* sont très faibles (quelques dixièmes d'ohms). Toutefois, la chute de tension à leurs bornes conduit à de petites variations de tension. Pour assurer une stabilité correcte à l'ensemble, il est recommandé de placer des condensateurs de découplage sur chaque sortie séparément.

Ajout d'un transistor externe

On préfère en général la seconde solution, qui consiste à utiliser un transistor externe (*figure 6.36*).

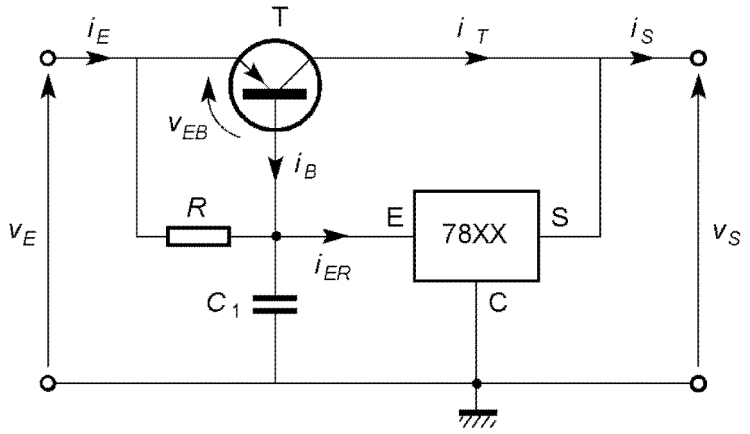


Figure 6.36 – Augmentation du courant de sortie par transistor externe.

Tant que la chute de tension aux bornes de R n'atteint pas le seuil de déblocage du transistor, c'est le régulateur intégré qui fournit tout le courant. Lorsque le seuil est atteint, le transistor commence à conduire et dérive une partie du courant. Quand on a choisi le courant maximal d'entrée du régulateur, i_{ER}, on calcule la valeur nécessaire pour R par la formule :

$$R = \frac{v_{EB}}{i_{ER} - \dfrac{i_T}{\beta}}$$

v_{EB} étant la tension émetteur-base du transistor PNP. Le courant de sortie disponible est :

$$i_S = i_{ER} + \beta \left(i_{ER} - \frac{v_{EB}}{R} \right)$$

La différence minimale entre la tension d'entrée et la tension de sortie est égale à la chute de tension minimale du régulateur (2 à 3 V) augmentée de la valeur de v_{EB}, pour le courant maximal (de l'ordre de 0,7 à 1 V).

L'inconvénient de ce circuit est que le transistor n'est pas protégé contre les courts-circuits. On améliore souvent le dispositif en ajoutant un limiteur de courant faisant appel à un transistor supplémentaire associé à une résistance (*figure 6.37*).

La limitation de courant intervient lorsque la tension aux bornes de R_ℓ atteint le seuil de conduction V_{EB} du transistor T_2. Pour obtenir une intensité limite I_ℓ, on choisit donc une résistance :

$$R_l = \frac{V_{EB}}{I_l} \quad (V_{EB} = 0,6 \text{ V})$$

Une autre façon de résoudre le problème est de fixer le rapport des courants dans le régulateur et le transistor par des résistances (*figure 6.38*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

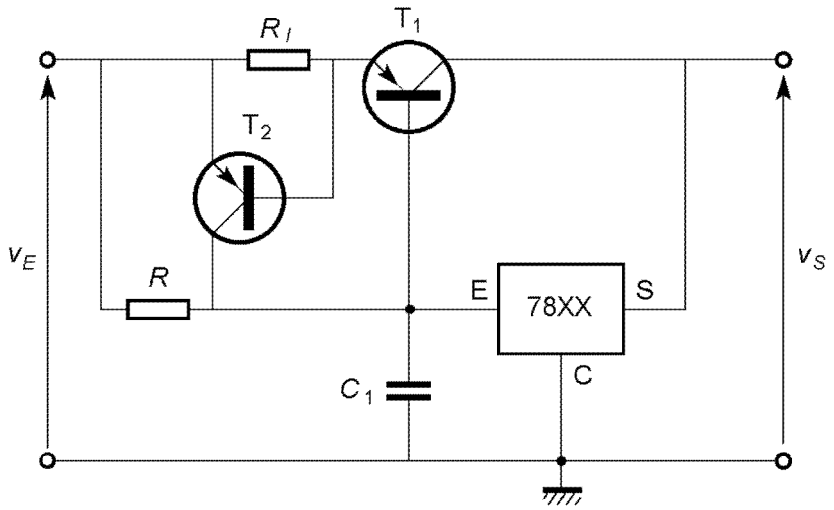


Figure 6.37 – Protection du transistor par limiteur de courant.

Si la tension V_{EB} du transistor est identique à la tension V_D aux bornes de la diode (qui peut être un transistor monté en diode), les courants se partagent dans le rapport des résistances :

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{R_2}{R_1}$$

En négligeant le courant de base du transistor, on a donc :

$$i_T \approx \frac{R_2}{R_1} i_{ER} \approx \frac{R_2}{R_1} i_{SR}$$

Le courant dans le transistor est donc limité par le courant maximal $i_{SR\ell}$ du régulateur :

$$i_{Tl} = \frac{R_2}{R_1} i_{SRl}$$

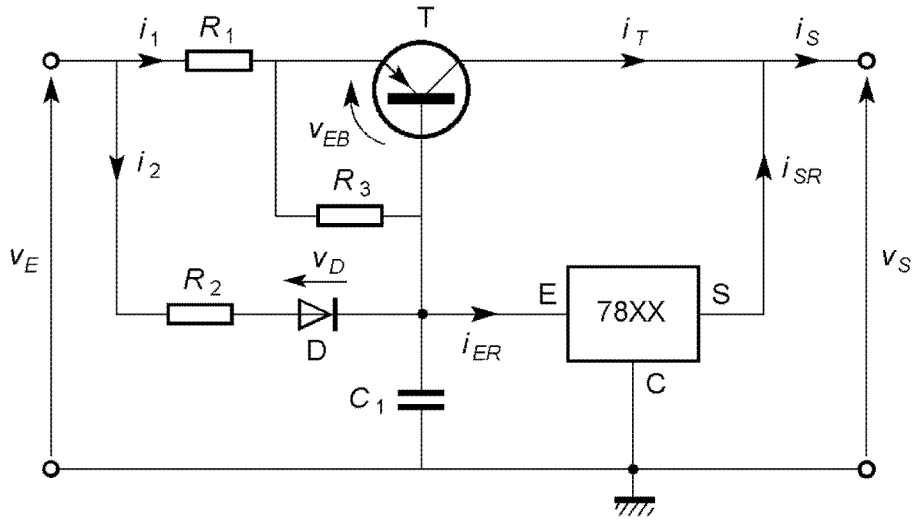


Figure 6.38 – Protection du transistor par partage du courant.

Pour déterminer le minimum nécessaire pour la tension d'entrée, il faut tenir compte de la chute de tension aux bornes du régulateur, mais aussi de la tension aux bornes de la diode et de la résistance.

Exemple

On veut obtenir un régulateur 5 V et 5 A à partir d'un circuit intégré 7805. On ajoute donc un transistor de puissance externe et on partage le courant : 1 A dans le régulateur intégré et 4 A dans le transistor. Cela donne un rapport 4 entre R_2 et R_1.

On a évidemment intérêt à choisir des valeurs très faibles pour ces résistances, afin d'éviter une chute de tension et des pertes par effet Joule néfastes. On prend par exemple $R_1 = 0,24\ \Omega$ et $R_2 = 1\ \Omega$ dans la série E24 (5 %).

Le minimum de la différence entre tensions d'entrée et de sortie est égal à la chute de tension nécessaire au régulateur (2,5 V pour le 7805) augmentée de la tension aux bornes de D (1 V au maximum) et de R_2 (1 V pour le courant de 1 A). La tension minimale d'entrée est donc de :

$$v_{E\,min} = 5 + 2,5 + 1 + 1 = 9,5\ \text{V}$$

On fixe une tension d'entrée de 12 V pour respecter la condition avec une certaine marge de sécurité. Le fonctionnement en court-circuit correspond à un courant plus élevé que prévu (régulateur en limitation). On peut estimer que cette intensité limite ne dépasse pas 2 A et donc que le courant maximal dans le transistor est 8 A.

Pour respecter ces contraintes, on choisit un transistor de puissance PNP du type 2N2955, largement dimensionné, à condition de le munir d'un dissipateur adéquat. La diode doit supporter le courant limite de l'ordre de 2 A. On choisit une diode de redressement 1N5404 (3 A maximum). Les résistances R_1 et R_2 doivent dissiper une puissance non négligeable :

$$P_{R1} = 0,24 \times 8^2 = 15,4\ \text{W}$$

$$P_{R2} = 1 \times 2^2 = 4\ \text{W}$$

On choisit une puissance nominale de 20 W pour R_1 et de 5 W pour R_2. La valeur de la résistance R_3 n'est pas critique. On choisit 10 Ω. Enfin, le condensateur C_1 est au tantale et il a une capacité de 1 μF.

Les montages précédents peuvent être adaptés aux régulateurs de tension négative. Il suffit de remplacer les transistors PNP par des NPN (*figures 6.39* et *6.40*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

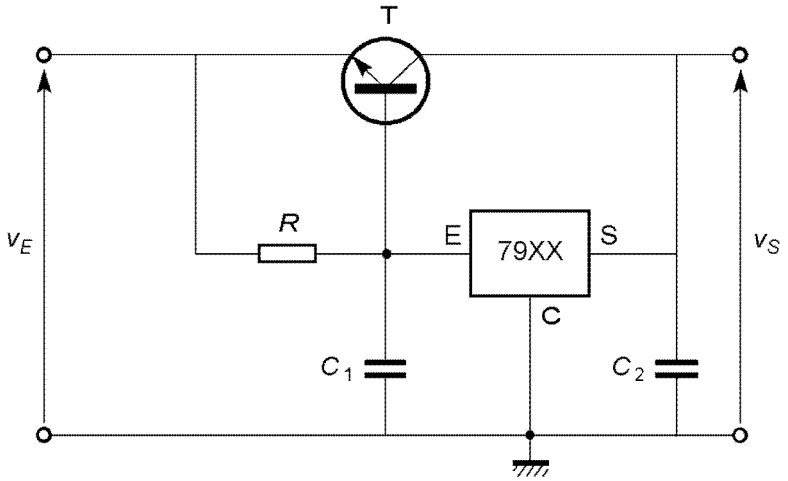


Figure 6.39 – Transistor externe pour un régulateur de tension négative.

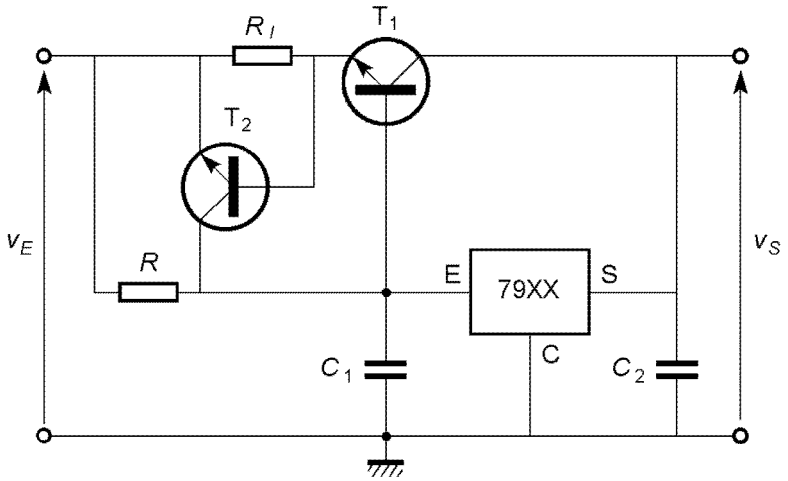


Figure 6.40 – Protection du transistor par limiteur de courant.

6.3.5 Modification de la tension de sortie

Plusieurs méthodes sont possibles pour obtenir une tension différente de la valeur nominale du régulateur ou pour faire varier la tension de sortie. Les méthodes les plus simples permettent de disposer de tensions supérieures à celle du régulateur. En effet, il suffit alors de porter la borne commune du circuit intégré à un potentiel positif. Il faut cependant noter que cette connexion doit permettre la circulation du courant de repos du régulateur, qui est en général de l'ordre de quelques milliampères (maximum 8,5 mA pour la série 78XX).

Utilisation d'une diode Zener ou de diodes ordinaires

La première solution consiste à utiliser une diode Zener (*figure 6.41*).

Le courant de repos permet un fonctionnement de la diode dans sa zone de stabilisation. La tension de sortie du montage v_S est la somme de la tension nominale du régulateur, v_{SR} et de la tension de Zener de la diode, V_Z :

$$v_S = v_{SR} + V_Z$$

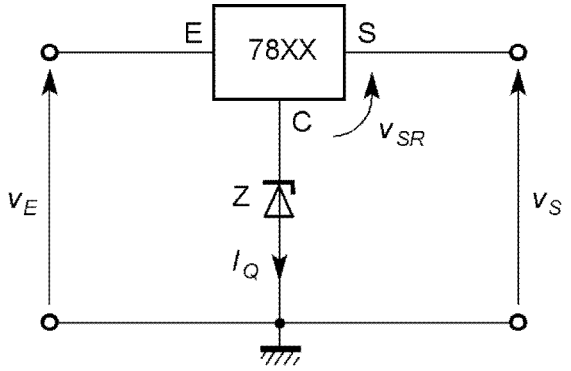


Figure 6.41 – Augmentation de la tension de sortie par une diode Zener.

Une diode supplémentaire est en général utilisée (*figure 6.42*).

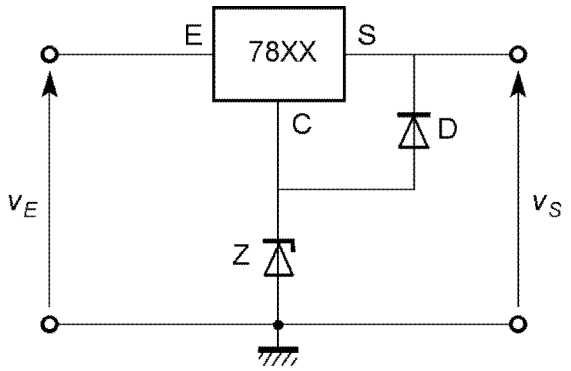


Figure 6.42 – Diode supplémentaire.

Elle facilite le démarrage à pleine charge et fixe le potentiel du point C à un seuil de diode en dessous de 0 en cas de court-circuit, ce qui permet une protection du régulateur contre des tensions différentielles élevées. L'emploi d'une diode Zener est adapté à l'obtention de valeurs élevées de tension de sortie. Pour de petites différences entre tension souhaitée et tension nominale du régulateur, on peut remplacer la diode Zener par une ou plusieurs diodes (*figure 6.43*).

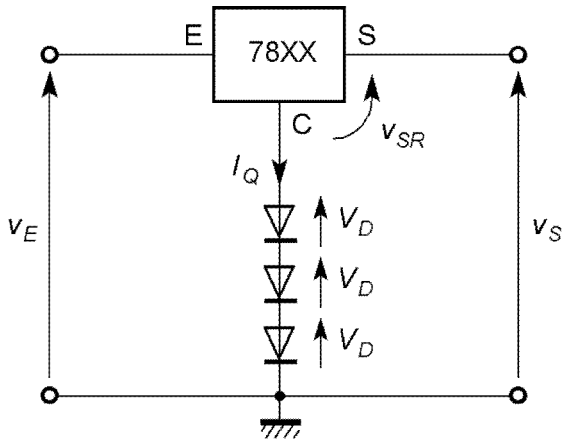


Figure 6.43 – Diodes en série pour remplacer la diode Zener.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La tension V_D aux bornes d'une diode est de l'ordre de 0,7 V. Pour n diodes en série, on arrive à une tension de sortie :

$$v_S = v_{SR} + nV_D$$

Utilisation d'un diviseur résistif

Une autre solution pour augmenter la tension de sortie fait appel à un diviseur résistif (*figure 6.44*).

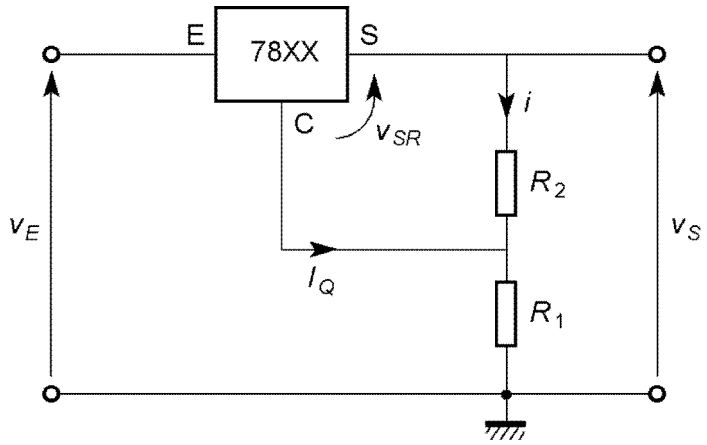


Figure 6.44 – Augmentation de la tension de sortie par diviseur résistif.

Le courant dans la résistance R_2 est :

$$i = \frac{v_{SR}}{R_2}$$

Le courant dans R_1 est $i + I_Q$. On en déduit l'expression de la tension de sortie :

$$v_S = v_{SR} + R_1 \left(i + I_Q\right)$$

soit :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) v_{SR} + R_1 I_Q$$

Afin que la tension obtenue dépende le moins possible de I_Q, on choisit les résistances de telle façon que i soit nettement plus grand que I_Q. On prend souvent :

$$i \geq 5I_Q$$

Dans ces conditions :

$$v_S \approx \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) v_{SR}$$

Les performances du régulateur obtenu sont légèrement inférieures à celles du circuit intégré. En ce qui concerne l'influence des variations de la tension d'entrée, on a :

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta v_E} + R_1 \frac{\Delta I_Q}{\Delta v_E}$$

Pour l'effet des variations de charge, on peut écrire :

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta i_S} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)\frac{\Delta v_{SR}}{\Delta i_S} + R_1\frac{\Delta I_Q}{\Delta i_S}$$

Les variations de I_Q vis-à-vis de la tension d'entrée et du courant de sortie sont indiquées dans les feuilles de spécifications des régulateurs intégrés.

Pour éviter de prélever le courant de repos I_Q sur le pont diviseur, on peut ajouter un transistor branché en collecteur commun (*figure 6.45*).

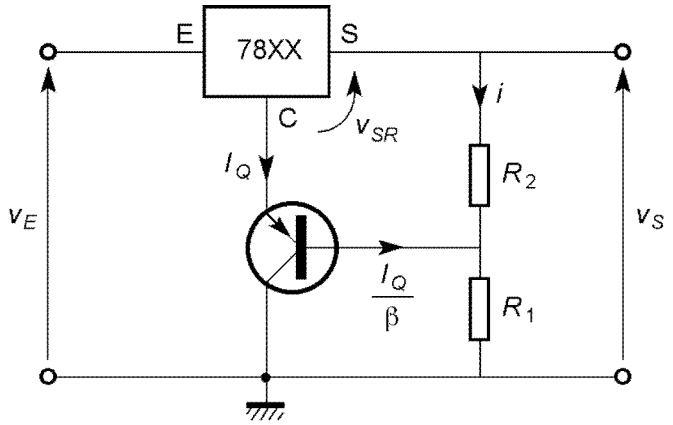


Figure 6.45 – Transistor en collecteur commun pour éviter de charger le diviseur résistif.

La tension de sortie vaut alors :

$$v_S = v_{SR} + v_{EB} + R_1\left(i + \frac{I_Q}{\beta}\right)$$

Il est possible de faire varier la tension de sortie en remplaçant R_1 par un potentiomètre. Pour éviter les problèmes liés au courant consommé, il est intéressant de placer un amplificateur opérationnel monté en suiveur entre le diviseur résistif et la borne commune du régulateur (*figure 6.46*).

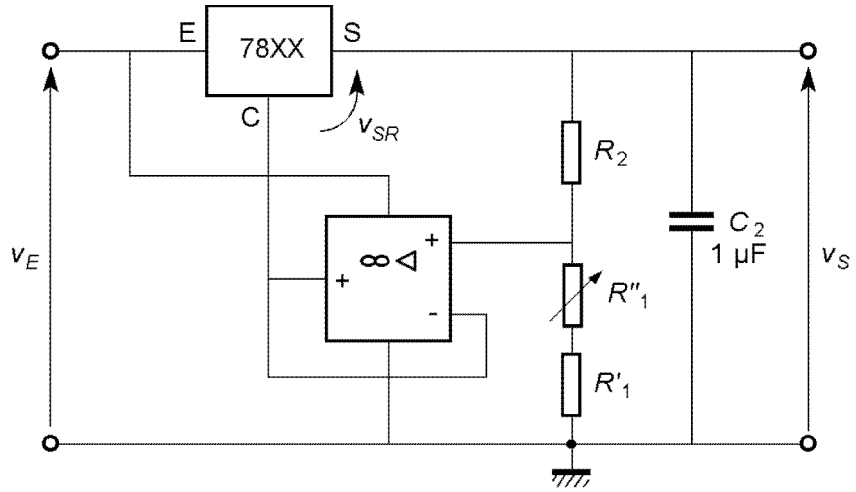


Figure 6.46 – Réglage de la tension de sortie.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La tension de sortie vaut :

$$v_S = \left(1 + \frac{R'_1 + R''_1}{R_2}\right) v_{SR}$$

La tension minimale de sortie de l'amplificateur opérationnel correspond à la saturation basse V_B (de l'ordre de 2 V pour les modèles ordinaires). Le minimum de tension de sortie du montage est donc :

$$v_{S\,min} = v_{SR} + V_B$$

Ce minimum est obtenu quand le potentiomètre est à zéro. Il faut donc respecter la condition :

$$\frac{R'_1}{R_2} = \frac{V_B}{v_{SR}}$$

Le maximum de la tension de sortie est obtenu quand la résistance variable est à sa valeur totale $R''_{1\,max}$. On a alors :

$$v_{S\,max} = \left(1 + \frac{R'_1 + R''_{1\,max}}{R_2}\right) v_{SR}$$

Il faut que la différence $v_E - v_{S\,max}$ garde une valeur suffisante pour le bon fonctionnement du régulateur intégré (2 à 3 V). On doit également vérifier que le courant de polarisation I_p de l'amplificateur opérationnel est toujours négligeable devant le courant de pont :

$$\frac{v_{S\,min}}{R'_1 + R_2} \gg I_p$$

$$\frac{v_{S\,max}}{R'_1 + R_2 + R''_{1\,max}} \gg I_p$$

Les coefficients de régulation du circuit ne sont plus influencés par le courant de repos I_Q :

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta v_E} = \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta v_E}\left(1 + \frac{R'_1 + R''_1}{R_2}\right)$$

$$\frac{\Delta v_S}{\Delta i_S} = \frac{\Delta v_{SR}}{\Delta i_S}\left(1 + \frac{R'_1 + R''_1}{R_2}\right)$$

Dans le choix de l'amplificateur opérationnel, il faut tenir compte de la tension maximale d'alimentation qui doit être compatible avec la tension d'entrée du régulateur. Le montage précédent ne permet pas d'obtenir des tensions régulées variant à partir de zéro. Pour arriver à une variation commençant à une tension pratiquement nulle, il faut disposer d'une alimentation auxiliaire négative (*figure 6.47*).

La différence entre les deux tensions d'alimentation de l'amplificateur opérationnel peut être importante et il faut choisir un modèle supportant cet écart. Pour obtenir une tension de sortie minimale voisine de zéro, la tension de saturation

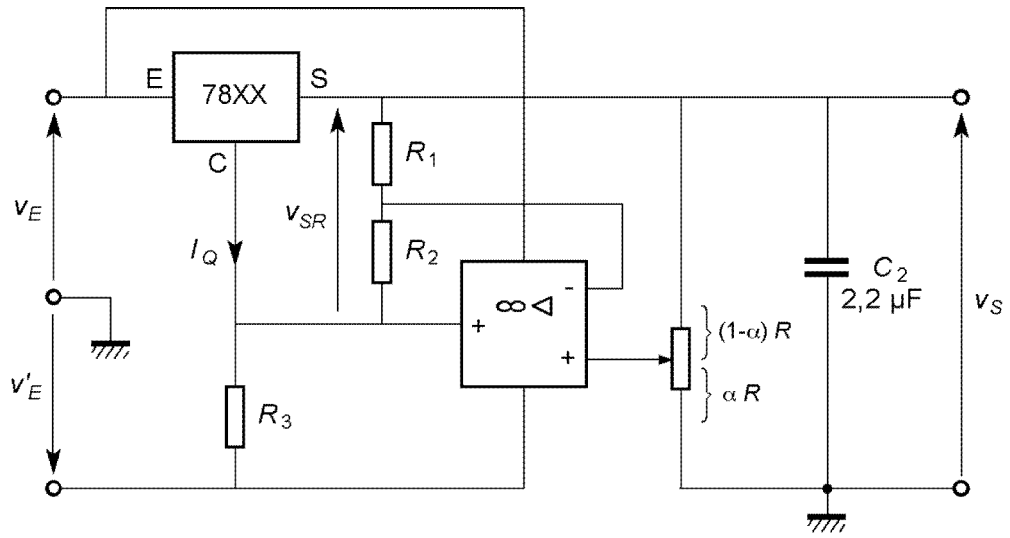


Figure 6.47 – Tension variable à partir d'un minimum pratiquement nul.

négative de l'amplificateur opérationnel $-U$ doit être inférieure à l'opposé de la tension nominale du régulateur afin de pouvoir la compenser :

$$-U \leq -v_{SR}$$

Cela implique une alimentation auxiliaire inférieure d'environ 3 V à la valeur de $-v_{SR}$. Par exemple, avec un régulateur 7805, on doit disposer d'une source auxiliaire de -8 V. Le débit de cette alimentation négative est faible car elle ne sert qu'à la polarisation du régulateur et de l'amplificateur opérationnel. Du fait de la contre-réaction, les tensions présentes sur les deux entrées de l'amplificateur sont égales :

$$\alpha v_S = v_S - \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{SR}$$

On en déduit :

$$v_S = \frac{1}{1-\alpha} \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_{SR}$$

La tension minimale est obtenue quand le rapport potentiométrique est nul. Pour que le minimum soit voisin de zéro, il suffit de choisir R_1 nettement plus faible que R_2. La tension maximale est fixée par la source d'entrée et la chute de tension nécessaire au fonctionnement du régulateur. R_3 permet de fournir le courant de polarisation du régulateur et ainsi de limiter le courant de sortie de l'amplificateur opérationnel. On choisit donc :

$$R_3 = \frac{-v'_E}{I_Q}$$

Exemple

On veut réaliser un régulateur de tension réglable de 0,5 à 20 V. On choisit un régulateur 7805. La tension d'entrée v_E doit être supérieure à 22,5 V pour respecter la chute de tension entre l'entrée et la sortie. L'alimentation auxiliaire doit

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

permettre d'atteindre une tension de sortie presque nulle. On choisit donc :

$$v_E = 24 \text{ V} \qquad v'_E = -8 \text{ V}$$

Pour obtenir 0,5 V en sortie, on fixe :

$$R_1 = 1 \text{ k}\Omega \qquad R_2 = 10 \text{ k}\Omega$$

La valeur minimale de v_S est alors :

$$v_{S\,min} = \frac{1}{1+10} \times 5 = 0,45 \text{ V}$$

La résistance totale du potentiomètre est choisie de telle façon que le courant de pont soit raisonnable. Par exemple :

$$R = 22 \text{ k}\Omega$$

La résistance R_3 permet d'écouler le courant de repos I_Q. Cette intensité étant de l'ordre de quelques milliampères, on choisit :

$$R_3 = 4,7 \text{ k}\Omega$$

L'amplificateur opérationnel peut être un simple 741 puisque l'écart entre les tensions d'alimentation est de 32 V, ce qui est compatible avec les 36 V autorisés pour ce circuit (dans la version la moins performante).

6.3.6 Régulateur pour tension d'entrée élevée

Si la tension dont on dispose dépasse la limite autorisée par le circuit intégré, ou si l'on veut réduire la dissipation de puissance de cet élément, on peut faire précéder le régulateur intégré par un stabilisateur série à diode Zener et transistor (*figure 6.48*).

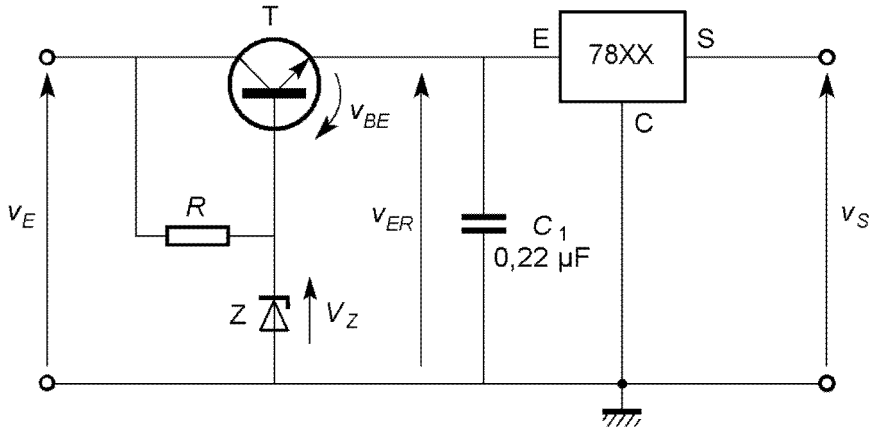


Figure 6.48 – Régulateur pour tension d'entrée élevée.

La tension appliquée au régulateur est :

$$v_{ER} = V_Z - V_{BE}$$

Le choix des composants a été expliqué dans le chapitre consacré aux stabilisateurs. Le transistor dissipe une puissance importante si la chute de tension qu'il produit est élevée.

Une autre solution consiste à faire chuter la tension dans un ensemble transistor et diode Zener qui se comporte comme une Zener de puissance (*figure 6.49*).

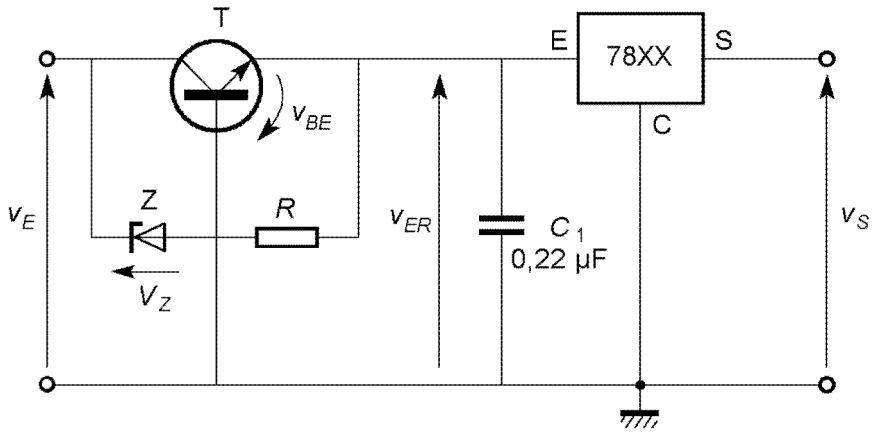


Figure 6.49 – Autre régulateur pour tension d'entrée élevée.

La tension d'entrée du régulateur est :

$$v_{ER} = v_E - V_Z - V_{BE}$$

Lorsque l'on désire avoir à la fois des tensions d'entrée et de sortie élevées, on peut combiner les circuits correspondants (*figure 6.50*).

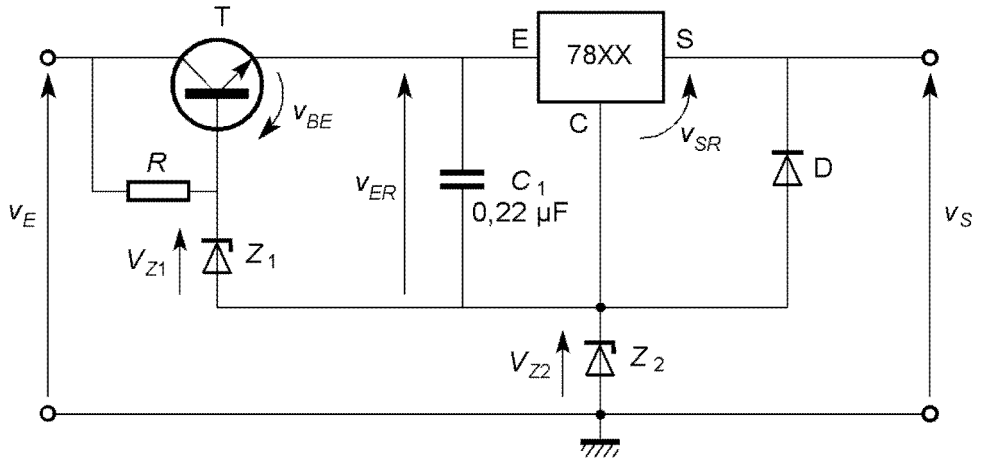


Figure 6.50 – Régulateur pour tensions d'entrée et de sortie élevées.

La tension d'entrée du régulateur est :

$$v_{ER} = V_{Z1} - V_{BE}$$

La tension de sortie vaut :

$$v_S = v_{SR} + V_{Z2}$$

6.3.7 Inhibition d'un régulateur

On bloque le fonctionnement en coupant la tension d'entrée. On utilise pour cela un transistor PNP de puissance qui fonctionne en commutation (*figure 6.51*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

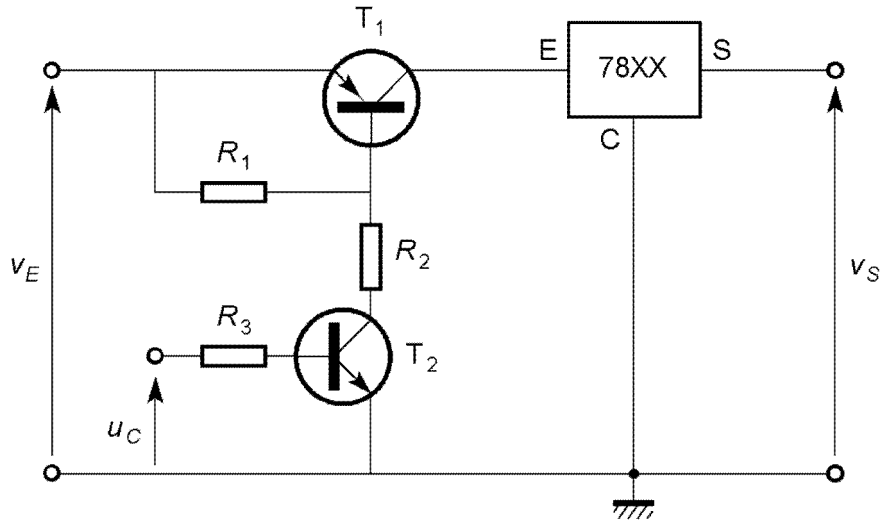


Figure 6.51 – Inhibition d'un régulateur.

Ce transistor T_1 est commandé par un petit transistor NPN, T_2. Le signal de commande u_c est carré. Il faut choisir les différentes résistances du montage pour assurer une commutation correcte des deux transistors (condition de saturation). Lorsque le niveau de commande est haut, T_2 est saturé et T_1 également : le régulateur fonctionne normalement. Lorsque le niveau de commande est bas, T_1 et T_2 sont bloqués et le fonctionnement du régulateur est inhibé.

6.3.8 Obtention de deux tensions différentes

Dans les systèmes qui demandent des tensions différentes de même polarité, il est possible d'utiliser plusieurs régulateurs à partir d'une même source.

La première solution (*figure 6.52*) consiste à brancher les entrées des régulateurs en parallèle sur la source.

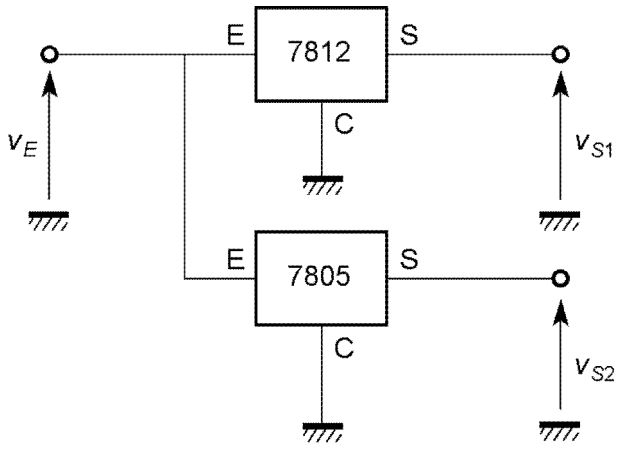


Figure 6.52 – Obtention de deux tensions différentes à partir d'une même source (première solution).

La tension d'entrée doit être choisie pour assurer un fonctionnement correct du régulateur de tension la plus élevée. Il en résulte une chute de tension importante pour le régulateur de tension plus faible, et donc une dissipation élevée.

La deuxième solution (*figure 6.53*) vise à réduire la tension différentielle imposée au régulateur de tension la moins élevée.

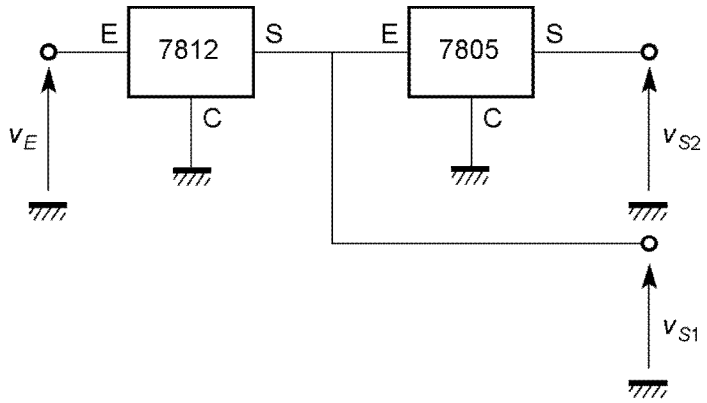


Figure 6.53 – Obtention de deux tensions différentes à partir d'une même source (deuxième solution).

Pour cela, on branche les deux circuits en cascade : l'entrée d'un régulateur est alimentée par la sortie de l'autre. L'inconvénient est que le courant nécessaire au régulateur de la tension la plus faible est fourni par le régulateur de tension plus élevée. Comme on le voit, il n'y a pas de solution idéale.

Pour optimiser les performances des régulateurs, il faut employer des sources distinctes en choisissant la valeur la mieux appropriée pour chaque régulateur. Cependant, lorsque les courants ne sont pas très élevés et que les problèmes de rendement ne sont pas déterminants, les solutions envisagées ci-dessus peuvent rendre quelques services.

6.3.9 Régulateur double

Pour obtenir des tensions symétriques, il suffit d'associer un régulateur intégré de tension positive et un régulateur de tension négative (*figure 6.54*).

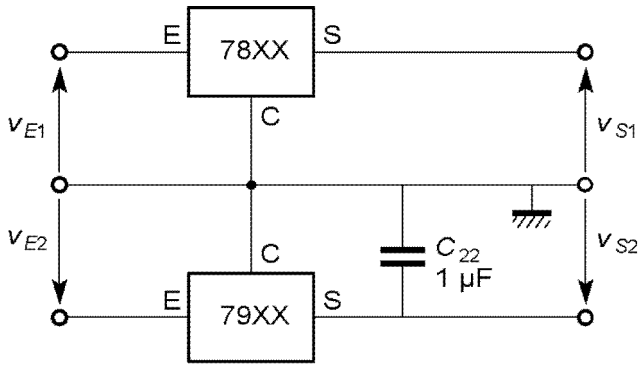


Figure 6.54 – Régulateur double.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le seul composant indispensable est le condensateur C_{22} nécessaire à la stabilité du régulateur de tension négative. Les tensions d'entrée opposées sont fournies par un redresseur double avec filtre capacitif. Les tensions continues de sortie sont alors opposées. Plusieurs composants supplémentaires peuvent être utiles (*figure 6.55*).

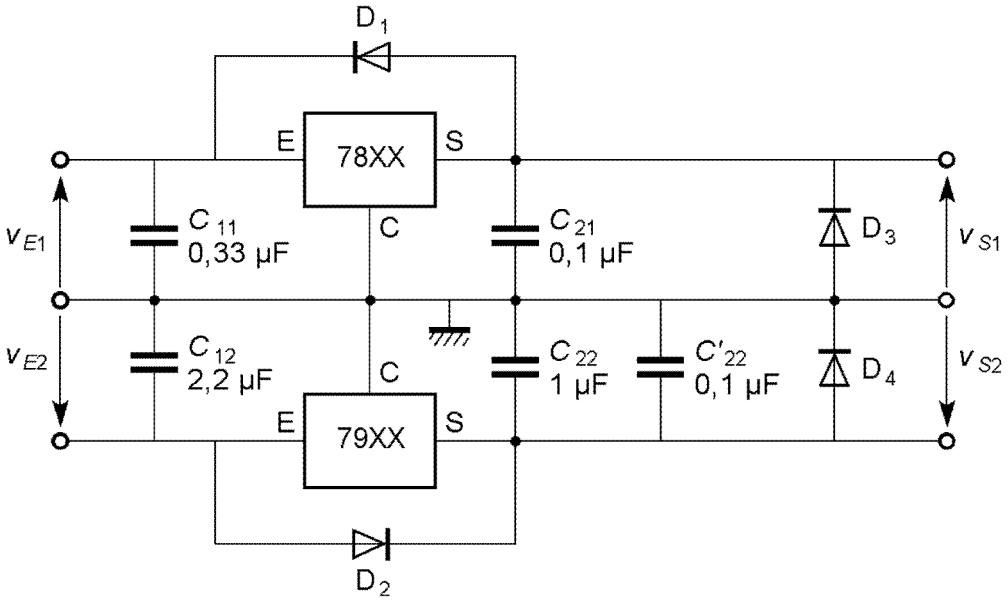


Figure 6.55 – Condensateurs de découplage et diodes de protection.

Les condensateurs C_{11} et C_{12} sont nécessaires si le régulateur est situé à une distance appréciable du filtre. Les condensateurs C_{21} et C'_{22} permettent d'améliorer le temps de réponse du circuit. Les diodes D_3 et D_4 préviennent le phénomène de verrouillage qui peut se produire si une charge est branchée entre les deux pôles opposés de l'alimentation, ou lors de l'arrêt du système. Elles évitent l'apparition d'une tension inverse sur les sorties des régulateurs intégrés. Les diodes D_1 et D_2 branchées entre l'entrée et la sortie de chaque régulateur intégré permettent de décharger les condensateurs connectés en sortie en cas de court circuit à l'entrée.

Une autre solution pour obtenir des tensions symétriques consiste à réaliser un amplificateur inverseur avec un amplificateur opérationnel associé à un transistor PNP de puissance (*figure 6.56*). La tension négative est ainsi asservie à la tension positive.

6.3.10 Régulateur double à tension réglable

Pour régler la tension de sortie d'un régulateur double, il faut asservir la tension d'un des régulateurs à la tension du deuxième.

Dans notre premier exemple, il s'agit d'ajuster précisément la tension de sortie à 15 V à l'aide du potentiomètre (*figure 6.57*).

L'amplificateur opérationnel commande le régulateur de tension positive de telle sorte que sa tension soit égale à l'opposé de la tension négative. En effet, il fait

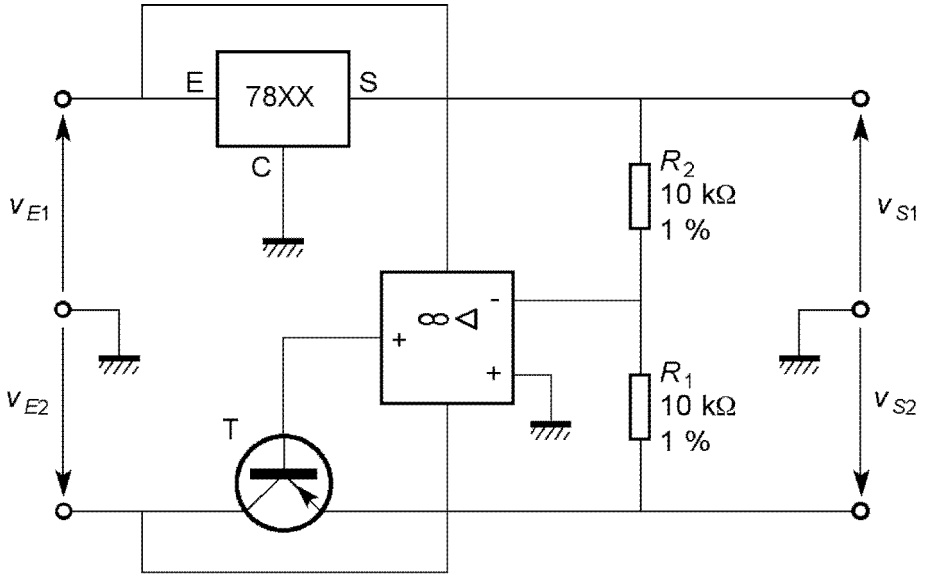


Figure 6.56 – Régulateur symétrique utilisant un amplificateur inverseur.

en sorte que la tension sur son entrée inverseuse soit nulle (masse virtuelle). La qualité du résultat dépend de la précision du diviseur résistif formé par les deux résistances de 10 kΩ. On a donc choisi des composants de tolérance 1 %.

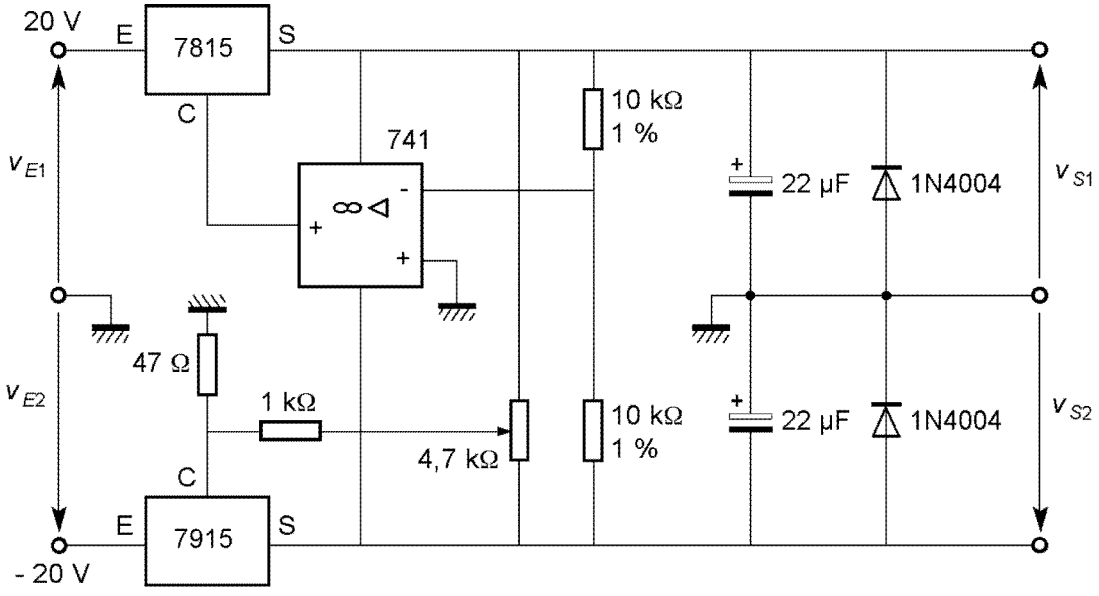


Figure 6.57 – Régulateur double asservi (ajustage de la tension à 15 V).

Dans un autre exemple, on souhaite faire varier la tension de sortie entre 5 et 18 V (*figure 6.58*).

On utilise donc un réglage par un seul potentiomètre. La tension du curseur est appliquée au régulateur négatif par un suiveur et au régulateur positif par un inverseur à amplificateur opérationnel. La symétrie des deux tensions sera d'autant meilleure que les deux résistances de 10 kΩ de l'inverseur seront correctement appariées. On a employé ici des éléments à 1 %.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

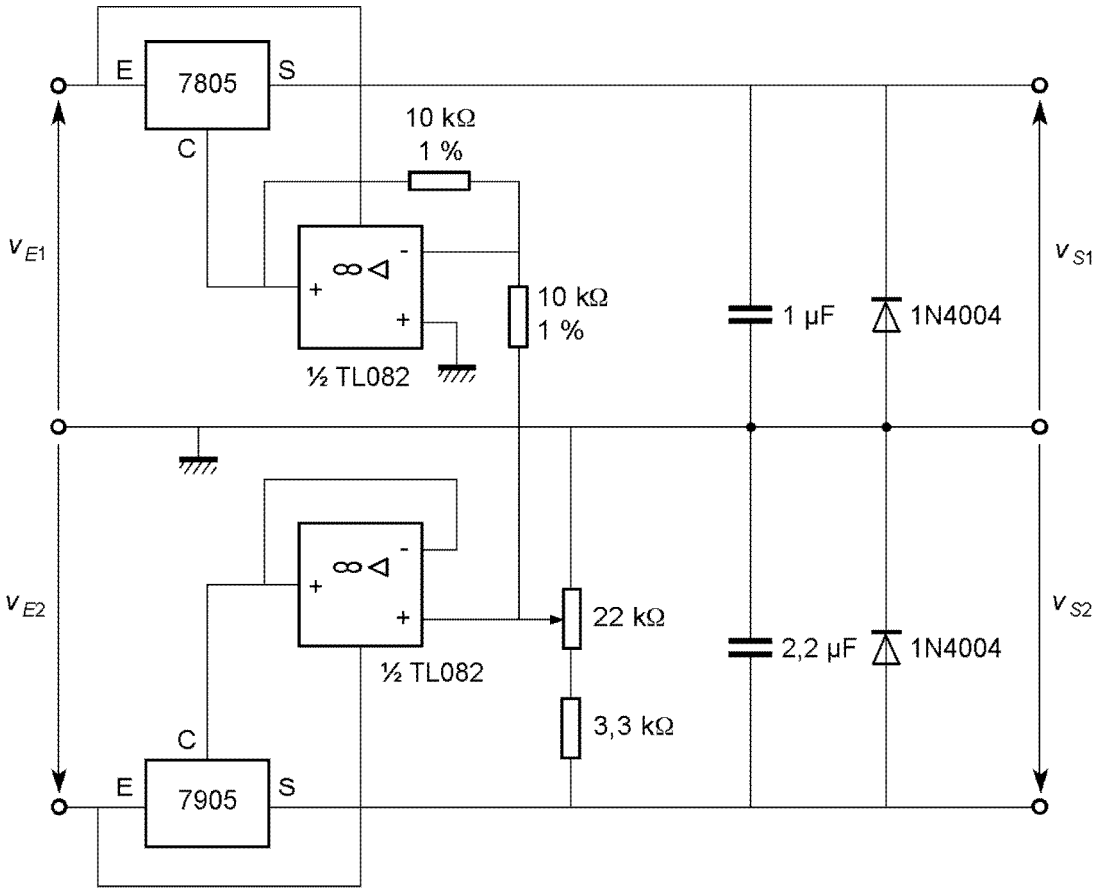


Figure 6.58 – Régulateur double asservi (réglage de la tension entre 5 et 18 V).

6.4 Régulateur de tension réglable à trois bornes

Une étape supplémentaire dans la conception des alimentations a été franchie avec l'apparition de circuits intégrés spécialement destinés à l'obtention d'une tension réglable. Ces régulateurs permettent de résoudre plusieurs problèmes.

Tout d'abord, ils facilitent la réalisation d'alimentations à tension variable, par exemple pour le laboratoire. En deuxième lieu, ils remplacent les régulateurs de tension fixe quand la valeur désirée n'existe pas de façon standard ou quand on veut éviter de maintenir en stock de nombreux circuits qui correspondent à des tensions nominales utilisées occasionnellement.

Enfin, il est parfois intéressant de procéder à un ajustage de la tension de sortie lorsqu'une bonne précision est désirée, soit qu'une telle précision n'existe pas dans les séries de régulateurs de tension fixe, soit que l'on souhaite éviter l'utilisation d'un circuit de précision, plus coûteux.

Il existe aujourd'hui un grand choix de régulateurs de tension variable de diverses performances, aussi bien pour les tensions positives que négatives.

6.4.1 Caractéristiques

La différence par rapport à un régulateur de tension fixe est que le diviseur résistif n'est pas intégré : l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur est reliée directement à la sortie (*figure 6.59*).

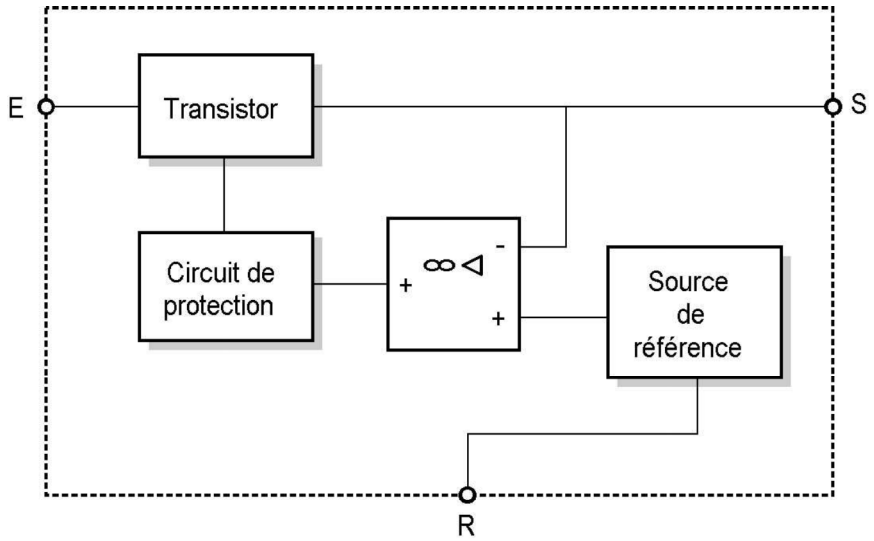


Figure 6.59 – Schéma fonctionnel d'un régulateur de tension réglable à trois bornes.

Le choix de la tension de sortie s'effectue en utilisant un pont diviseur externe connecté à la borne de réglage R. Afin d'éviter de charger ce diviseur, le courant sortant de cette broche a été minimisé dans la conception du circuit intégré : il est inférieur à 100 μA pour les modèles courants. Par contre, le courant de repos se referme par la connexion de sortie S. Il faut alors permettre sa circulation pour obtenir un fonctionnement correct du régulateur. C'est une condition sur les résistances associées au circuit intégré.

Pour les modèles courants, l'intensité de sortie doit être au moins de 10 mA dans le cas le plus défavorable. Le régulateur de tension réglable le plus employé est le LM317, qui peut fournir jusque 1,5 A. On trouve son complémentaire pour les tensions négatives, le LM337. Pour des intensités plus faibles, on a les circuits LM317L et LM337L (100 mA), ainsi que les LM317M et LM337M (500 mA).

Les modèles LM350 (positif) et LM333 (négatif) délivrent jusqu'à 3 A. Au-delà, on ne dispose que de régulateurs de tension positive : le LM338 pour 5 A et le LM396 pour 10 A. Les brochages diffèrent de ceux des régulateurs fixes (*figure 6.60*).

La seule limite absolue est la tension différentielle maximale (entre entrée et sortie) : les valeurs sont données dans le *tableau 6.6* pour les références citées.

Les conditions de fonctionnement sont analogues à celles des régulateurs de tension fixe. Le *tableau 6.7* indique les caractéristiques électriques essentielles du circuit LM317.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Tableau 6.6 – Limites absolues pour les tensions différentielles entre entrée et sortie des régulateurs courants.

Régulateur		Tension différentielle maximale
LM317 LM317L LM317M	LM337 LM337L LM337M	40 V
LM350 LM338	LM333	35 V
LM396		20 V

Tableau 6.7 – Caractéristiques essentielles du régulateur LM317 (sauf spécifications contraires, $0 \leq \theta_j \leq 125\ ^\circ C$; $v_E - v_S = 5$ V ; $i_S = 0{,}5$ A).

Paramètre	Conditions	Minimum	Typique	Maximum	Unité
Régulation de ligne	$3\text{ V} \leq v_E - v_S \leq 40\text{ V}$ $i_S = 10\text{ mA}$; $\theta_j = 25\ ^\circ C$		0,01 %	0,04 %	
Régulation de charge	$\theta_j = 25\ ^\circ C$; $10\text{ mA} \leq i_S \leq 1{,}5\text{ A}$		0,1 %	0,5 %	
Taux de rejet de l'ondulation	$v_S = 10$ V ; $f = 120$ Hz		65		dB
	$C = 10\ \mu F$	66	80		dB
Variation de la tension avec la température	$0 \leq \theta_j \leq 125\ ^\circ C$		1 %		
Courant minimal de sortie	$v_E - v_S = 40$ V		3,5	10	mA
Courant maximal de sortie	$v_E - v_S \leq 15$ V	1,5	2,2		A
	$v_E - v_S \leq 40$ V		0,4		A
Courant dans la borne de réglage			50	100	μA
Tension de référence		1,2	1,25	1,3	V

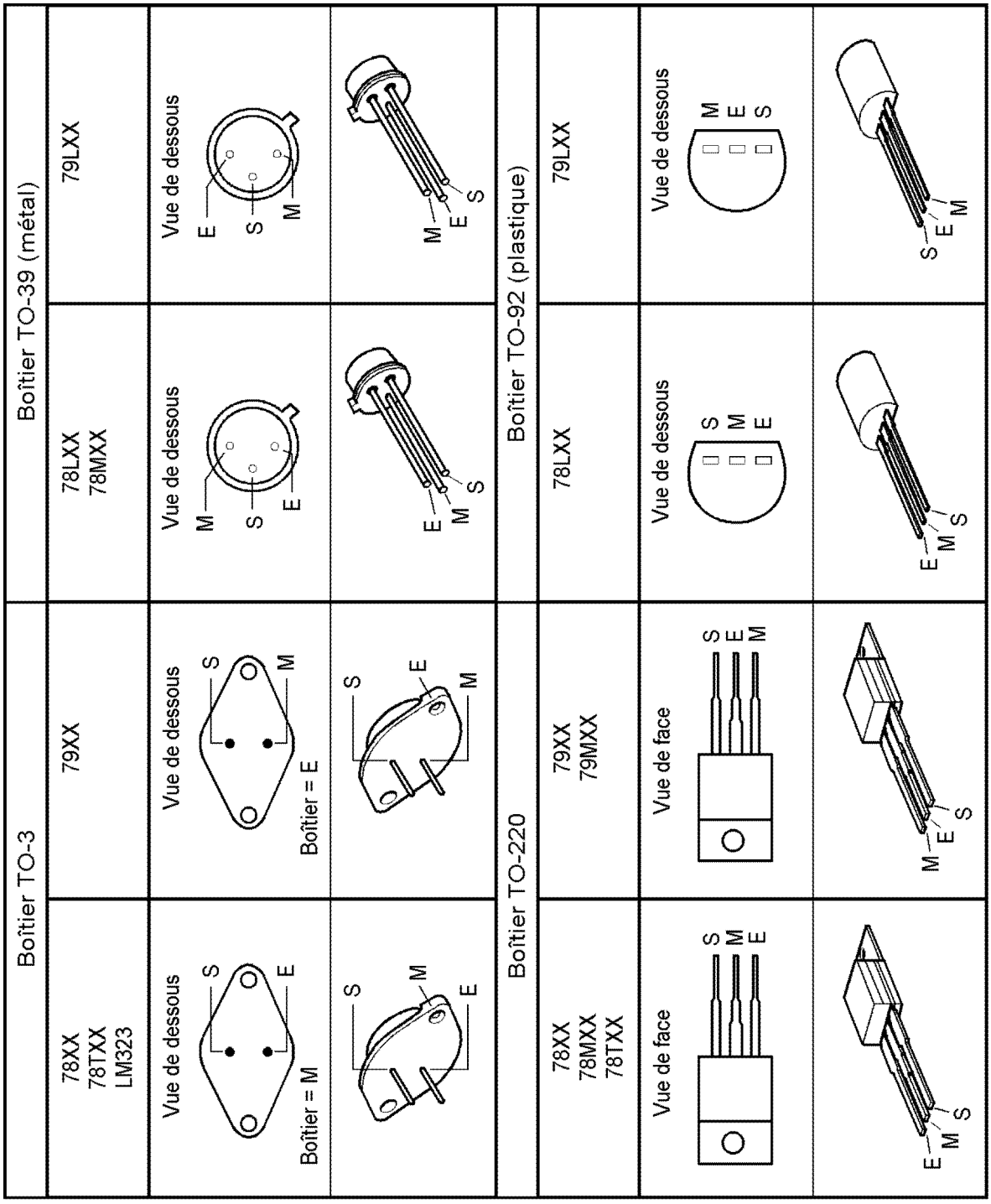


Figure 6.60 – Brochage des régulateurs de tension réglables.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.4.2 Montage de base (régulateur de tension positive)

Un simple diviseur résistif est ajouté au circuit intégré (*figure 6.61*).

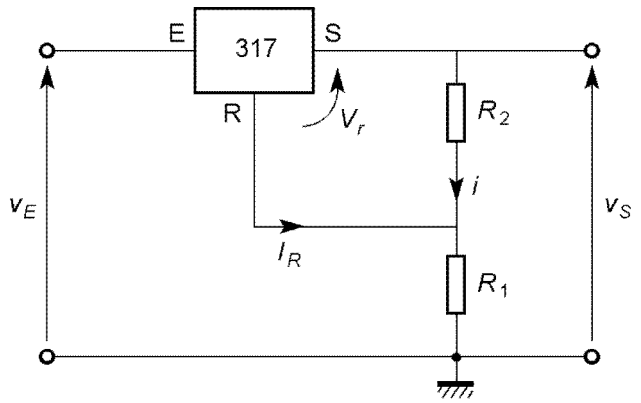


Figure 6.61 – Montage de base d'un régulateur de tension réglable positive.

La source de référence maintient une tension V_r imposée entre les bornes S et R. Si le courant I_R est négligeable, la tension de sortie vaut :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_r$$

La condition de courant minimal en sortie du circuit intégré impose une valeur maximale pour la résistance R_2. Si le régulateur peut fonctionner à vide, c'est le cas le plus défavorable : tout le courant sortant de la borne S circule dans le diviseur R_1, R_2. On a donc :

$$R_{2\,max} = \frac{V_r}{i_{min}}$$

La valeur minimale de V_r étant 1,20 V, on obtient :

$$R_{2\,max} = \frac{1,20}{10^{-2}} = 120\ \Omega$$

Comme on a intérêt à limiter l'intensité dans le pont, on prend une valeur normalisée juste inférieure au maximum autorisé. Il faut alors choisir une résistance de 118 Ω, 1 %. Dans la pratique, on se contente souvent d'une résistance ordinaire de 120 Ω, 5 %, ce qui est toujours satisfaisant compte tenu de la très faible probabilité de se trouver dans le cas le plus défavorable pour tous les paramètres.

Il faut remarquer que pour la version militaire des circuits intégrés (par exemple le LM117), le courant minimal de sortie est 5 mA, ce qui donne une valeur de 240 Ω pour R_2. Il faut bien prendre garde à cette limitation car un courant insuffisant entraîne une augmentation de la tension qui peut être destructrice pour les circuits alimentés.

L'hypothèse sur le courant I_p est bien vérifiée : moins de 100 μA devant les 10 mA dans le pont. Le terme correctif qui apparaît dans la relation exacte peut donc bien être omis :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_r + R_1 I_R$$

Comme pour les régulateurs de tension fixe, certains composants externes peuvent être nécessaires (*figure 6.62*).

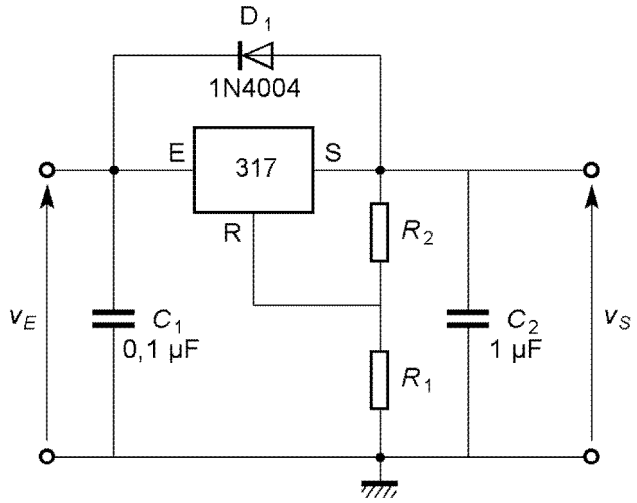


Figure 6.62 – Condensateurs de découplage et diode de protection.

Le condensateur C_1 est utilisé si le régulateur se situe à une distance appréciable du condensateur de filtrage. C_2 améliore la réponse transitoire et diminue l'impédance de sortie aux hautes fréquences. La diode D_1 protège le régulateur lorsque la capacité vue entre ses bornes de sortie dépasse 25 µF. On peut également diminuer l'ondulation de la tension de sortie en plaçant un condensateur en parallèle sur la résistance (*figure 6.63*).

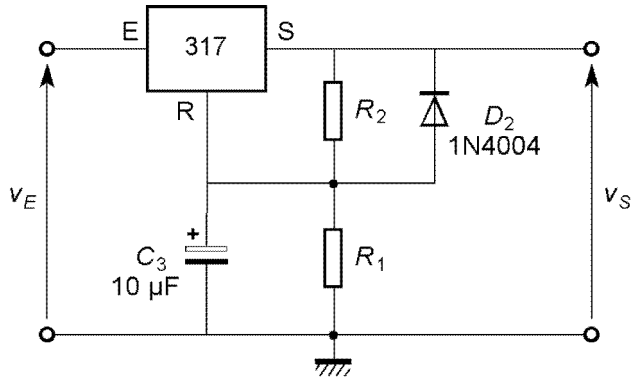


Figure 6.63 – Amélioration du rejet de l'ondulation.

Une valeur de 10 µF convient pour C_3. La diode permet la décharge de C_3 en cas de court-circuit en sortie. Elle est nécessaire si la tension de sortie dépasse 25 V ou si C_3 est supérieur à 10 µF. Le premier effet de C_3 est d'améliorer le taux de rejet de l'ondulation (*figure 6.64*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

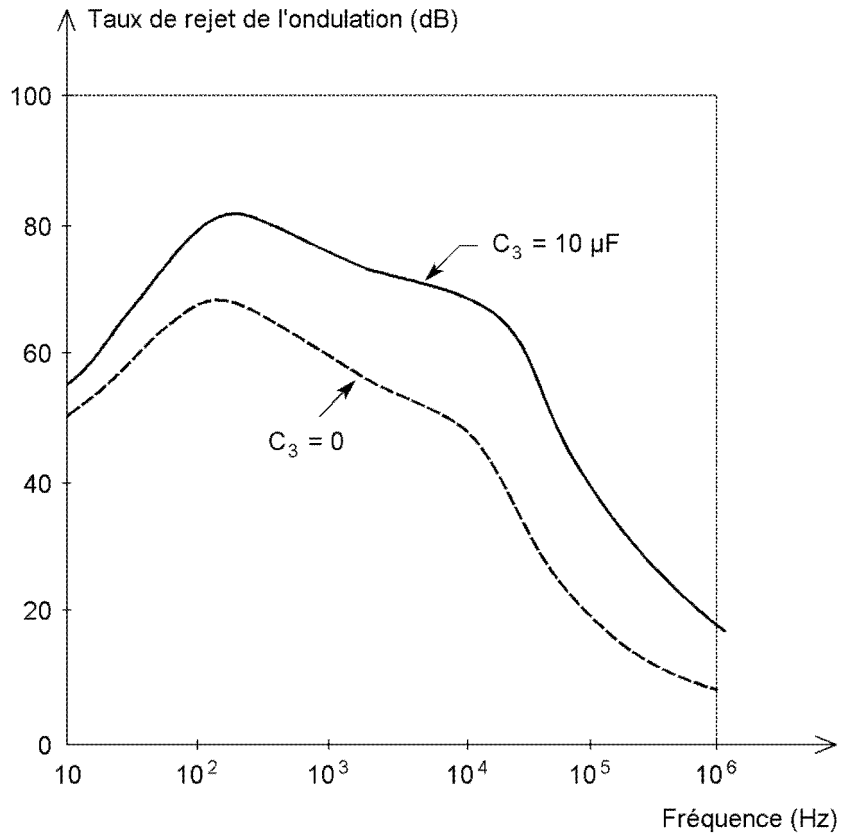


Figure 6.64 – Taux de rejet de l'ondulation en fonction de la fréquence pour le circuit LM317 (v_E = 15 V ; v_S = 10 V ; i_S = 0,5 A ; θ_j = 25 °C).

Le second avantage est la diminution de l'impédance de sortie (*figure 6.65*).

D'autre part, la présence de C_2 et C_3 améliore les réponses transitoires du circuit vis-à-vis des variations de la tension d'entrée (*figure 6.66*) et du courant de sortie (*figure 6.67*).

Exemple

On veut réaliser une alimentation de 4,5 V. Avec un régulateur intégré du type LM317, on impose une résistance R_2 de 120 Ω pour respecter la condition de courant minimal, et on calcule R_1 pour avoir la tension voulue par la formule :

$$R_1 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1\right) R_2$$

On obtient :

$$R_1 = \left(\frac{4,5}{1,25} - 1\right) \times 120 = 312\ \Omega$$

Si l'on n'est pas trop exigeant sur la précision, on se contente d'une valeur normalisée de 330 Ω, 5 %. Il est également possible d'utiliser des résistances à 1 %, mais une erreur subsiste à cause de la dispersion de V_r (1,20 V à 1,30 V).

On peut alors envisager un ajustage qui permette de régler la tension de sortie à 4,5 V quelles que soient les valeurs des résistances et de la tension de référence.

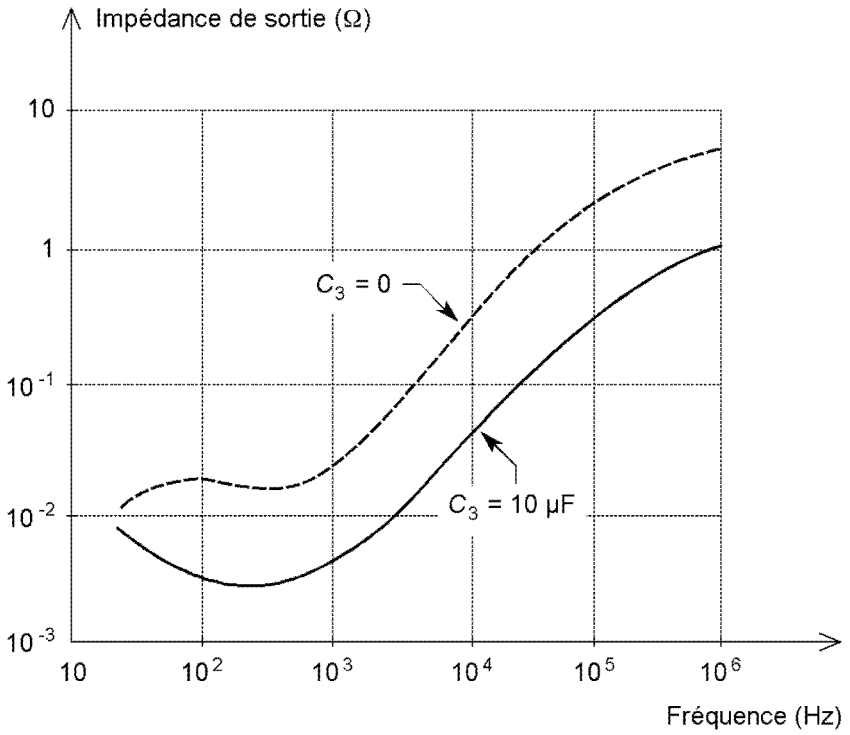


Figure 6.65 – Impédance de sortie en fonction de la fréquence pour le circuit LM317 (v_E = 15 V ; v_S = 10 V ; i_S = 0,5 A ; θ_j = 25 °C).

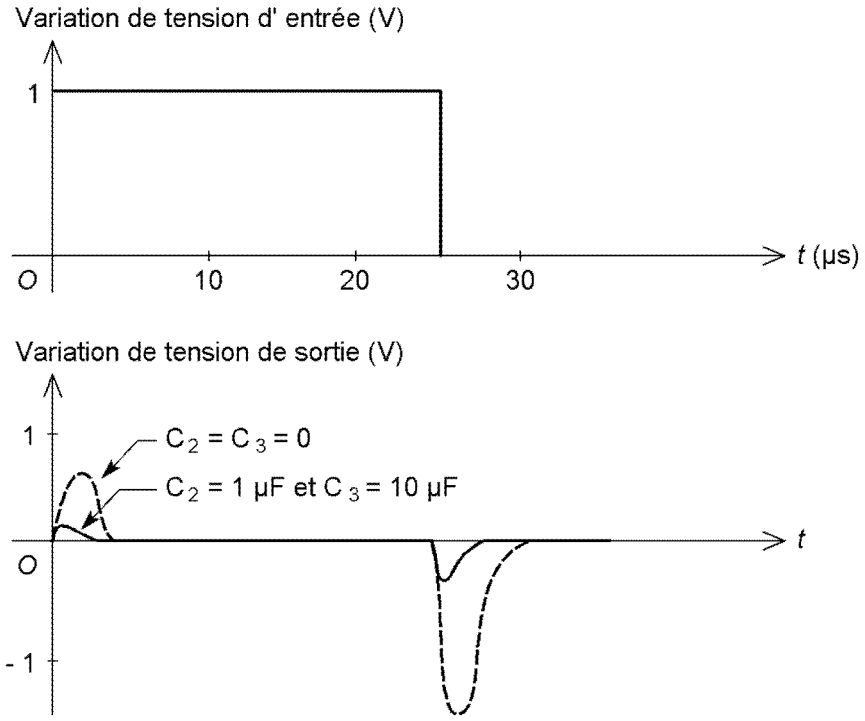


Figure 6.66 – Régime transitoire dû à une variation de tension d'entrée pour le circuit LM317 (v_S = 10 V ; i_S = 50 mA ; θ_j = 25 °C).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

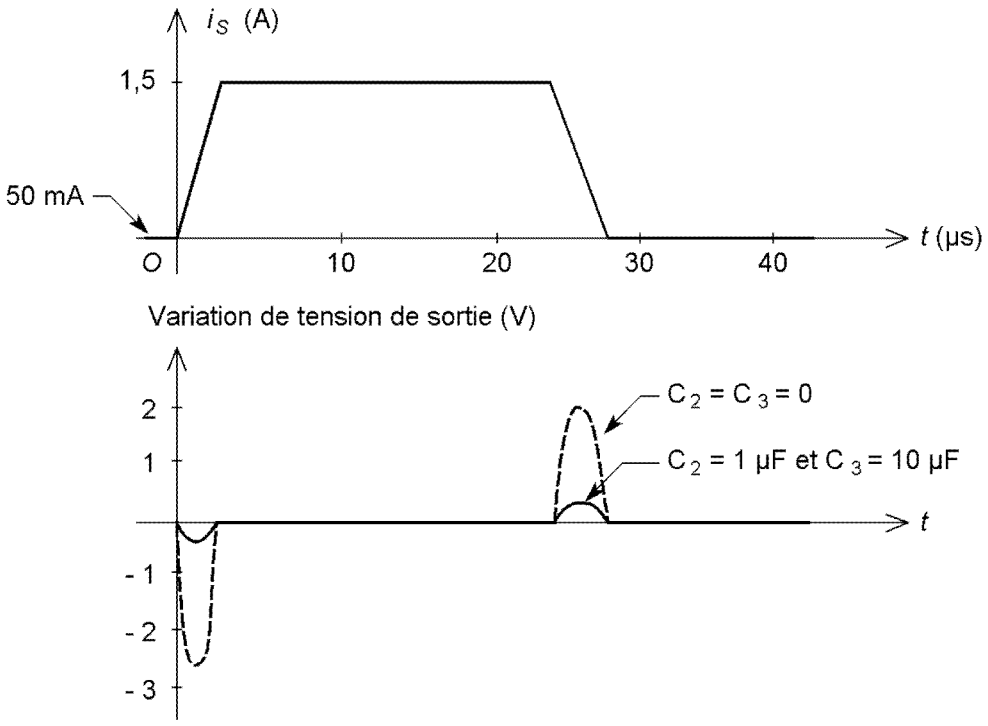


Figure 6.67 – Régime transitoire dû à une variation de courant de charge pour le circuit LM317 (v_E = 15 V ; v_S = 10 V ; θ_j = 25 °C).

Un potentiomètre de 220 Ω, 10 % associé à une résistance fixe de 220 Ω, 5 % à la place de R_1 permet d'atteindre le résultat. La tension d'entrée doit dépasser d'au moins 2,5 V la tension de sortie. On choisit par exemple 9 V avec une marge de sécurité (*figure 6.68*).

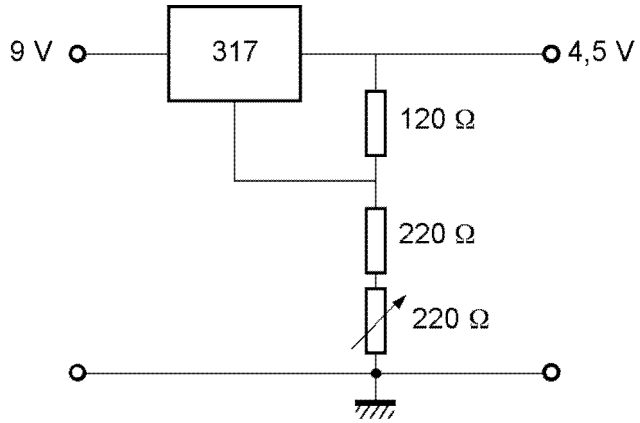


Figure 6.68 – Exemple de régulateur avec ajustage de la tension de sortie.

6.4.3 Montage de base (régulateur de tension négative)

Un condensateur C_2 doit ici être obligatoirement branché en sortie pour assurer la stabilité du système (*figure 6.69*).

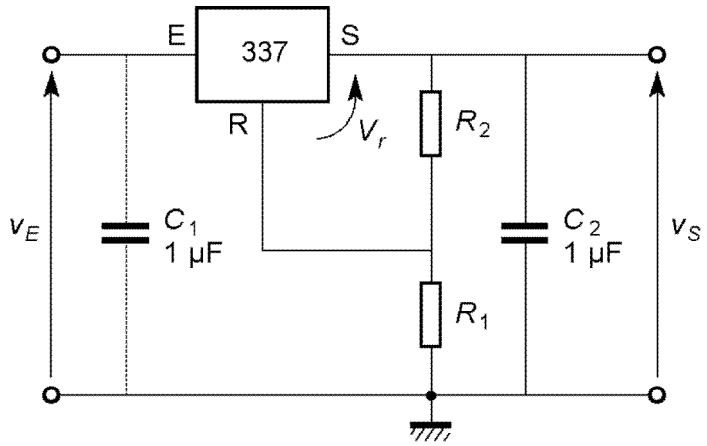


Figure 6.69 – Montage de base d'un régulateur de tension réglable négative.

La capacité recommandée est de 1 µF pour un élément au tantale. Comme pour tous les autres circuits intégrés, un condensateur C_1 est nécessaire à l'entrée si la distance entre filtre et régulateur est appréciable.

La relation qui définit la tension de sortie est la même que pour le régulateur positif, mais la tension de référence V_r est opposée (valeur typique $-1,25$ V).

6.4.4 Réglage de la tension

La façon la plus élémentaire de faire varier la tension de sortie du régulateur est de remplacer R_1 par un potentiomètre (*figure 6.70*).

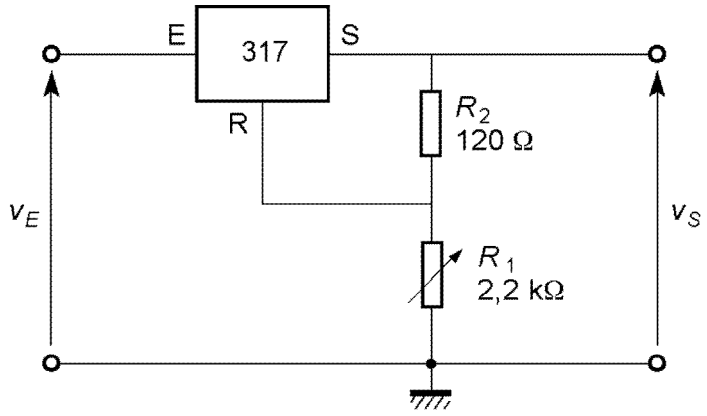


Figure 6.70 – Régulateur à tension variable.

La valeur minimale de v_S atteinte lorsque R_l est nulle est la tension de référence (valeur typique 1,25 V). La valeur maximale est fixée par la résistance totale du potentiomètre. Par exemple, si R_2 est une résistance de 120 Ω et R_1 un potentiomètre de résistance totale $2,2$ kΩ, on atteint :

$$v_{S\,max} = \left(1 + \frac{2\,200}{120}\right) \times 1,25 = 24,2 \text{ V}$$

La plage des variations s'étend donc de 1,25 V à 24 V environ. Les limites exactes dépendent évidemment des tolérances des composants.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Pour obtenir des variations de tension à partir de 0, il faut disposer d'une alimentation auxiliaire négative. Une extrémité du diviseur résistif est alors connectée à une tension opposée à la référence afin de compenser son influence. On peut utiliser un circuit intégré référence de tension du type LM313 dont la tension nominale est de 1,22 V (*figure 6.71*) ou, si l'on est moins exigeant sur la précision, deux diodes de signal mises en série (*figure 6.72*).

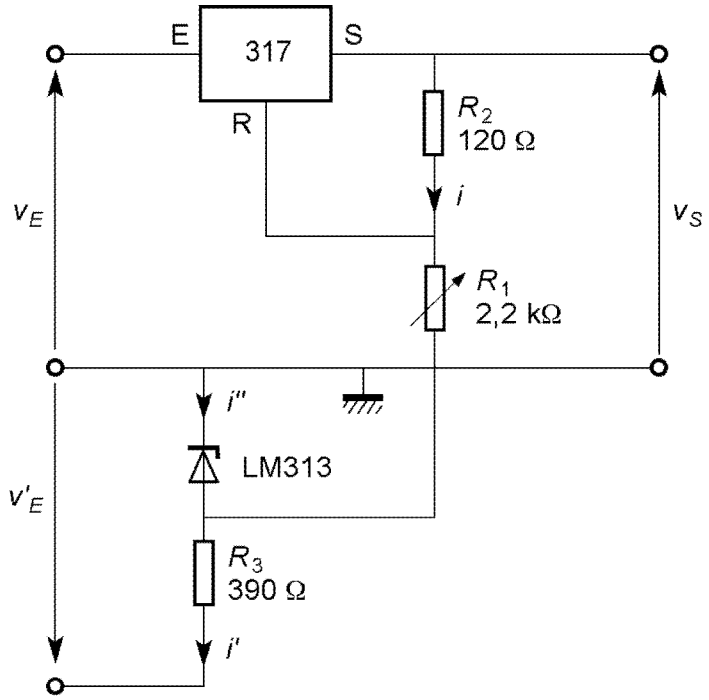


Figure 6.71 – Régulateur à tension variable à partir de 0.

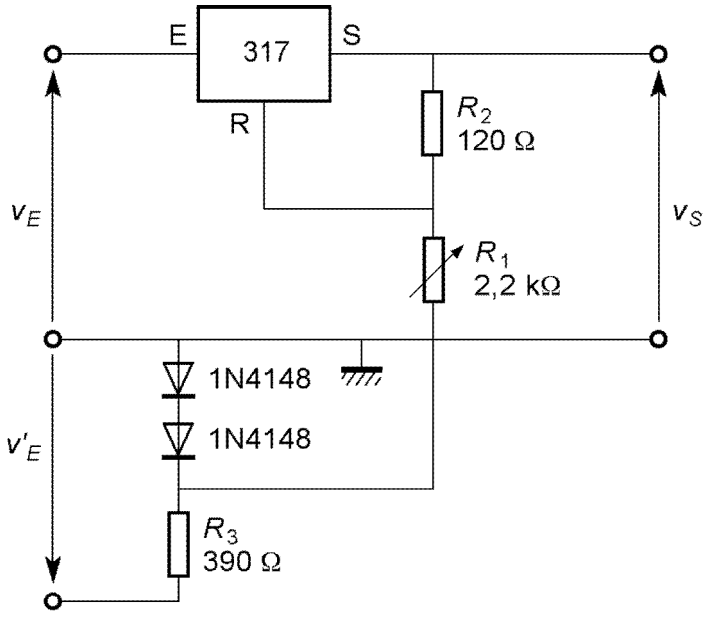


Figure 6.72 – Version moins performante du régulateur à tension variable à partir de 0.

La résistance R_3 permet de fixer un courant de polarisation correct dans l'élément de référence auxiliaire. La tension minimale, obtenue lorsque R_1 est nulle, est très voisine de zéro : c'est la différence entre V_r (valeur typique 1,25 V) et la tension de référence (valeur typique 1,22 V pour le circuit intégré ou environ 1,2 V pour les deux diodes). La tension maximale est obtenue lorsque le potentiomètre est en bout de course. Par exemple, avec une résistance R_1 de 120 Ω et un potentiomètre R_2 de valeur totale $2,2$ kΩ, on obtient :

$$v_{S\,max} = \frac{R_1}{R_2} V_r$$

$$v_{S\,max} = \frac{2\,200}{120} \times 1,25 = 22,9 \text{ V}$$

La tension d'entrée doit être supérieure de plus de 2,5 V au maximum de la tension de sortie. On peut choisir par exemple une valeur de 28 V pour v_E. L'alimentation négative auxiliaire v'_E et la résistance R_3 doivent permettre une polarisation du circuit de référence. Par exemple, une tension v'_E de -10 V et une résistance R_3 de 390 Ω donnent une intensité :

$$i' = \frac{10 - 1,22}{390} = 22,5 \text{ mA}$$

Par ailleurs, le diviseur résistif est parcouru par :

$$i = \frac{1,25}{120} = 10,4 \text{ mA}$$

Le courant dans la diode de référence est donc :

$$i'' = 22,5 - 10,4 = 12,1 \text{ mA}$$

Cette valeur est tout à fait correcte pour le fonctionnement du circuit de référence.

6.4.5 Commutation de la tension de sortie

Il est parfois intéressant de pouvoir modifier la tension de sortie d'un régulateur en fonction d'une information logique (*figure 6.73*).

Le transistor T est commandé en commutation. Lorsqu'il est bloqué, le régulateur fonctionne normalement dans sa version de base, et on a :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_r$$

Quand le transistor est saturé, R_3 vient en parallèle de R_1 (en négligeant l'influence de la tension de saturation $V_{CE\,sat}$), et la résistance équivalente est :

$$R'_1 = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

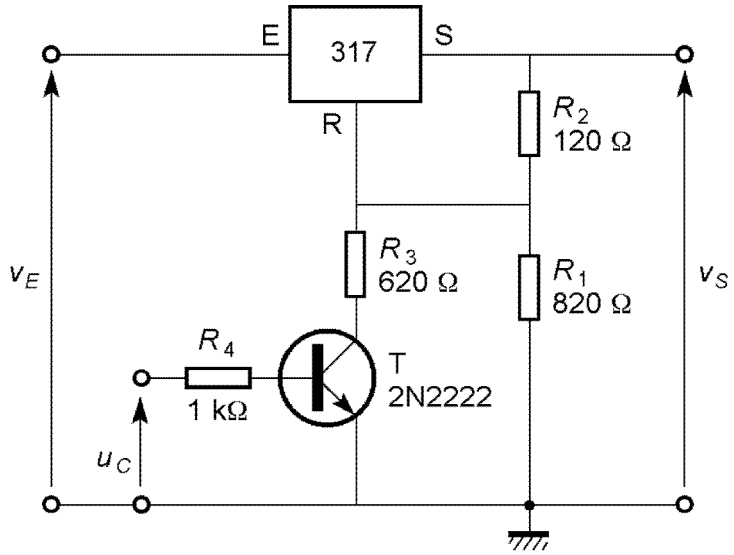


Figure 6.73 – Commutation de la tension de sortie.

Le régulateur délivre donc dans ce cas une tension :

$$v'_S = \left(1 + \frac{R'_1}{R_2}\right) V_r$$

Exemple

On veut obtenir deux tensions régulées de 5 V et 10 V, le choix étant dicté par des niveaux TTL. Afin de satisfaire les exigences sur le courant de sortie du circuit intégré, on prend pour R_2 une résistance de 120 Ω, 5 %. On calcule alors R_1 pour obtenir une tension de sortie de 10 V :

$$R_1 = \left(\frac{10}{1,25} - 1\right) \times 120 = 840\ \Omega$$

On choisit comme valeur normalisée 820 Ω, 5 %. On calcule ensuite R'_1 pour arriver à une tension de 5 V :

$$R'_1 = \left(\frac{5}{1,25} - 1\right) \times 120 = 360\ \Omega$$

Il faut alors choisir une résistance dans la série E24 telle que sa mise en parallèle sur 820 Ω donne une résistance équivalente voisine de 360 Ω. C'est la valeur 620 Ω qui convient le mieux. Le transistor peut être n'importe quel modèle de petite puissance. On a choisi ici un 2N2222. La résistance R_4 doit fixer un courant de base suffisant pour assurer la saturation du transistor lorsque u_c est à l'état haut. Une valeur de 1 kΩ, 5 % permet de vérifier la condition de saturation avec une bonne marge de sécurité. Quand u_c est à l'état bas, le transistor est bloqué, sans autre condition.

6.4.6 Amélioration de la stabilité

Quand on souhaite obtenir une excellente stabilité de la tension de sortie d'un régulateur, on ajoute un circuit intégré référence de tension externe (*figure 6.74*).

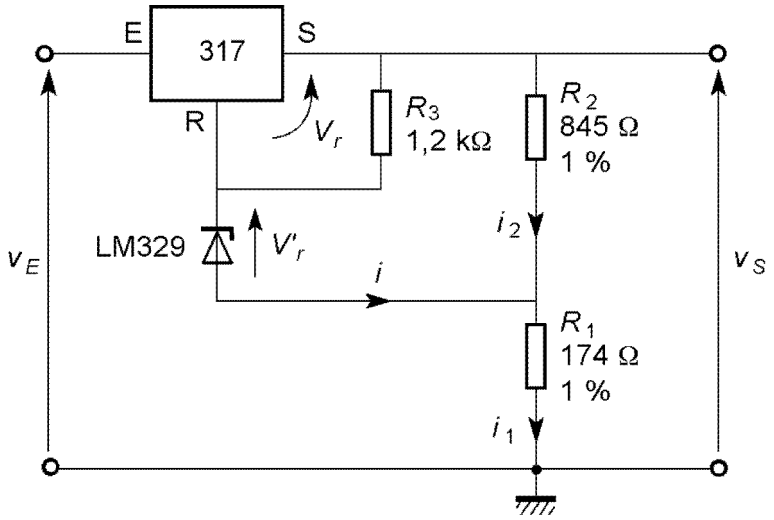


Figure 6.74 – Régulateur à haute stabilité.

La stabilité de la tension $V'_r + V_r$ est nettement meilleure que celle de V_r si l'on choisit une source de référence de valeur élevée devant celle de la référence interne. On a choisi ici un circuit intégré LM329 dont la tension nominale est 6,9 V. On obtient donc un régulateur dont la tension de référence réelle est :

$$V'_r + V_r = 6,9 + 1,25 = 8,15 \text{ V}$$

La résistance R_3 polarise le circuit LM329. Pour le calcul des éléments, il faut tenir compte du fait que le courant dans la nouvelle référence n'est pas négligeable, contrairement à celui de la borne R du régulateur intégré.

Exemple

On veut réaliser un régulateur très stable délivrant une tension de 10 V. On polarise le circuit LM329 par un courant de l'ordre de 1 mA (le minimum nécessaire étant de 0,6 mA). On choisit pour cela :

$$R_3 = 1,2 \text{ k}\Omega \quad 5\ \%$$

Le courant qui sort de la borne R du régulateur étant négligeable devant ce courant de polarisation, on a :

$$i = \frac{1,25}{1,2} = 1,04 \text{ mA}$$

L'intensité de sortie du régulateur intégré devant être d'au moins 10 mA, on choisit R_2 en conséquence. Une bonne précision étant demandée pour la tension de sortie, on utilise les valeurs de la série E96 :

$$R_2 = 845\ \Omega \quad 1\ \%$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le courant correspondant est :

$$i_2 = \frac{8,15}{845} = 9,64 \text{ mA}$$

Le courant qui traverse R_1 vaut ainsi :

$$i_1 = 1,04 + 9,64 = 10,7 \text{ mA}$$

Il suffit alors de choisir R_1 de façon à arriver à 10 V en sortie. On prend :

$$R_1 = 174\ \Omega \quad 1\ \%$$

La tension obtenue vaut :

$$v_S = 8,15 + 174 \times 10,7 \times 10^{-3} = 10,0 \text{ V}$$

On améliore le coefficient de température du régulateur en utilisant une référence de tension réglable du type LM336 (*figure 6.75*).

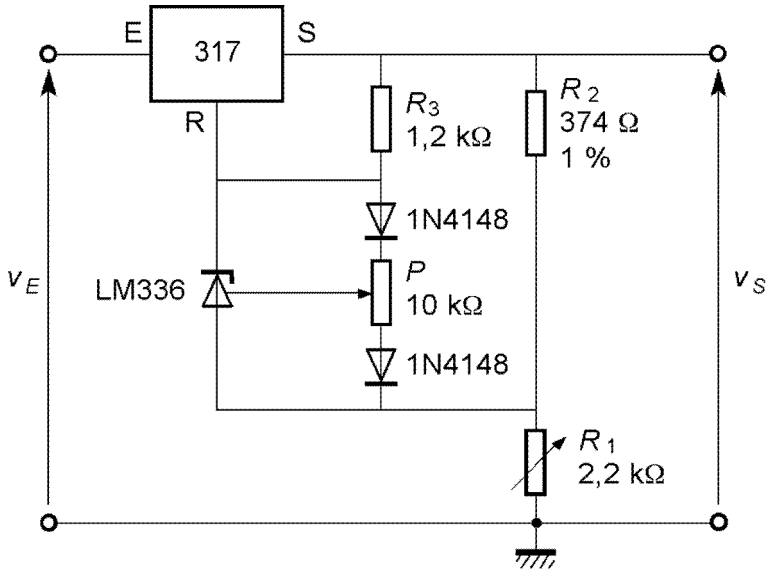


Figure 6.75 – Régulateur à faible coefficient de température.

Le potentiomètre P associé aux deux diodes permet d'ajuster le coefficient de température au minimum. Ce réglage correspond à une tension de 2,49 V aux bornes du circuit LM336. Compte tenu de la tension interne de référence du régulateur (1,25 V), on doit régler P afin d'obtenir 3,75 V aux bornes de R_2.

En prenant une résistance de 374 Ω, 1 %, le courant qui traverse cet élément est de 10 mA. Compte tenu du courant dans R_3 (1,04 mA), le minimum d'intensité en sortie du régulateur intégré est bien assuré. Le potentiomètre R_1 permet le réglage de la tension de sortie.

6.4.7 Augmentation du courant de sortie

La mise en parallèle des régulateurs de tension réglable est possible, mais les performances obtenues avec de simples résistances d'équilibrage sont médiocres du fait de la dispersion des valeurs des tensions de référence. On utilise en général un amplificateur opérationnel externe pour assurer une bonne régulation (*figure 6.76*).

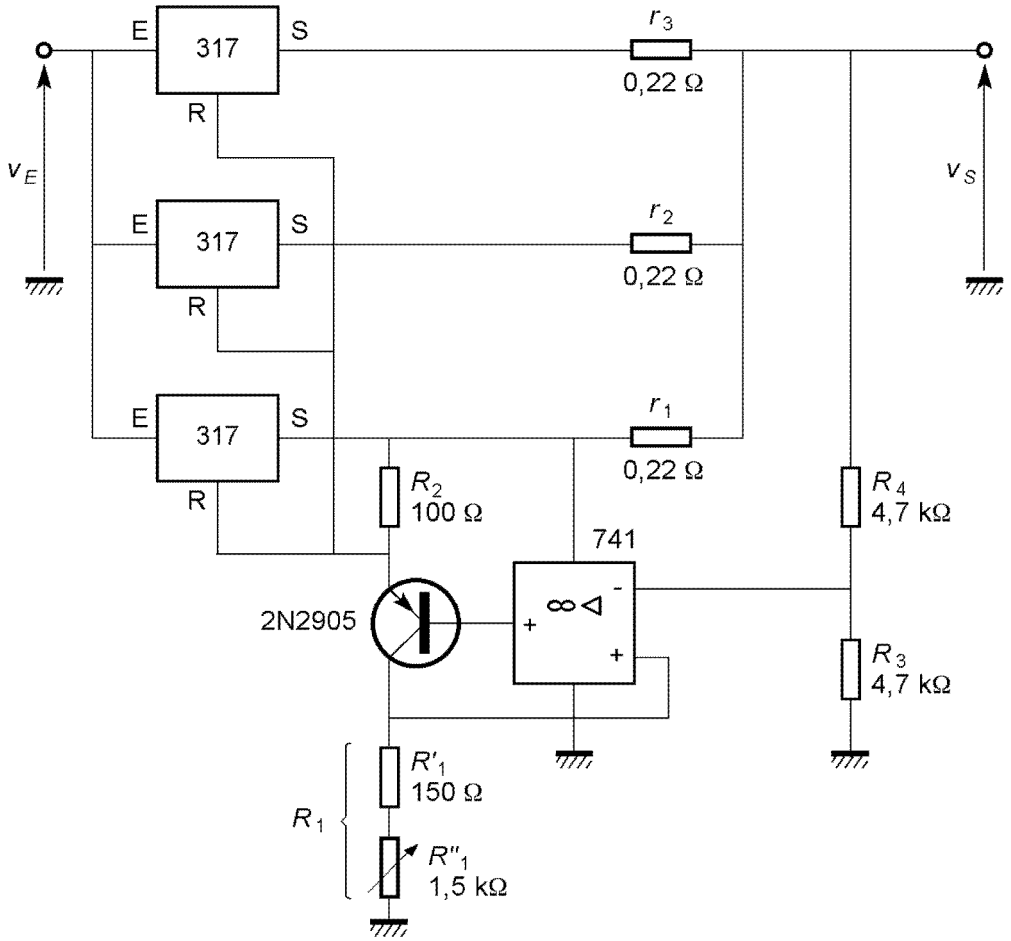


Figure 6.76 – Mise en parallèle de régulateurs de tension variable.

Trois régulateurs du type LM317 sont associés pour délivrer une intensité maximale de 4 A. Le courant dans la résistance R_2 est constant puisque la tension à ses bornes est la tension de référence V_r d'un régulateur intégré.

Ce courant traverse également R_1 car l'intensité de base du transistor est négligeable. La tension aux bornes de cette résistance R_1 est donc constante, pour un réglage donné du potentiomètre. Or, l'amplificateur opérationnel maintient une égalité des tensions sur ses deux entrées.

Le diviseur résistif R_3, R_4 appliquant la moitié de la tension de sortie v_S sur l'entrée inverseuse, cette tension est maintenue constante quel que soit le débit du circuit. La boucle de réaction agit avec la commande de la conduction du transistor par l'amplificateur opérationnel. Le potentiomètre R''_1 assure le réglage de la tension.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Un autre exemple de circuit correspond à la mise en parallèle de deux régulateurs intégrés du type LM338 pour arriver à un courant maximal de 10 A (*figure 6.77*).

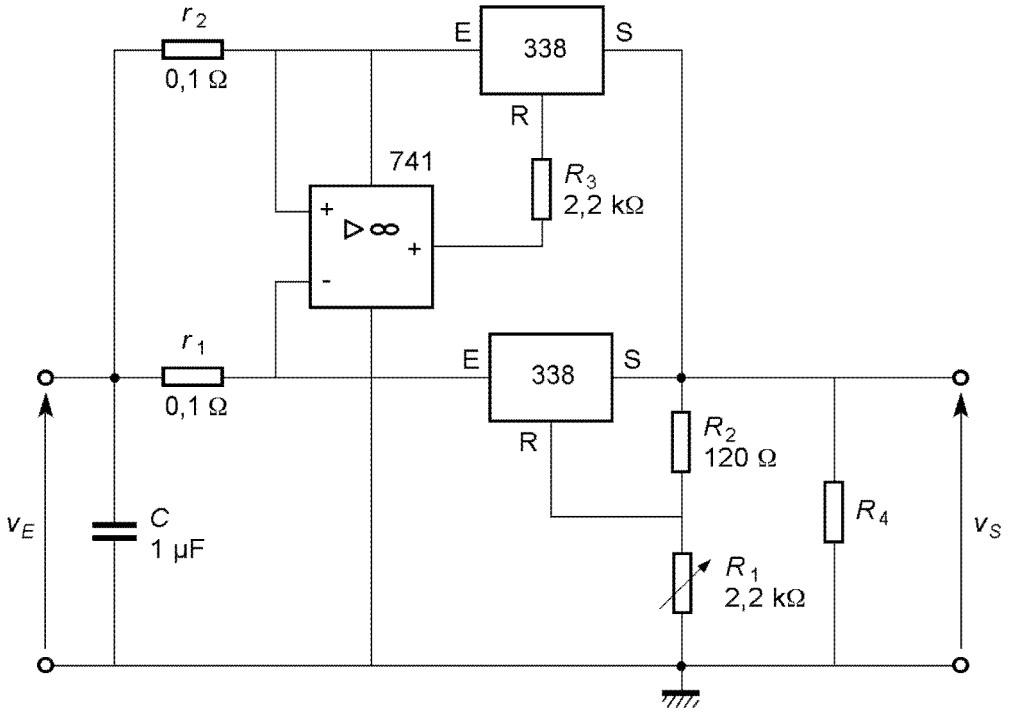


Figure 6.77 – Régulateur 10 A.

Ici, l'amplificateur opérationnel assure l'égalité des tensions aux bornes des deux résistances de 0, 1 Ω prises en série dans les connexions d'entrée des deux circuits intégrés, afin d'imposer une bonne répartition des courants.

La résistance R_4 doit être calculée pour que le courant de charge ne descende jamais en dessous de 100 mA. On peut aussi atteindre une intensité maximale de 15 A avec trois régulateurs intégrés du type LM338 (*figure 6.78*).

Les résistances r_1 et r_2 assurent le partage du courant entre un régulateur qui fixe la tension de sortie et un groupe de deux autres régulateurs. Les résistances r_3 et r_4 permettent la répartition entre les deux régulateurs du groupe précédent.

La résistance R_S doit être calculée pour que le courant de charge ne tombe jamais en dessous de 100 mA. Il faut aussi remarquer que la présence des résistances en série augmente la différence minimale entre l'entrée et la sortie du montage : on doit disposer ici d'au moins 4 V.

Il est également possible d'augmenter l'intensité maximale d'un régulateur en ajoutant un transistor de puissance externe (*figure 6.79*).

On utilise un pseudo-Darlington pour obtenir un courant élevé. La résistance R_3 détermine le seuil de conduction de cet étage de puissance. La résistance R_6 doit être calculée pour que le courant de charge ne soit jamais inférieur à 30 mA.

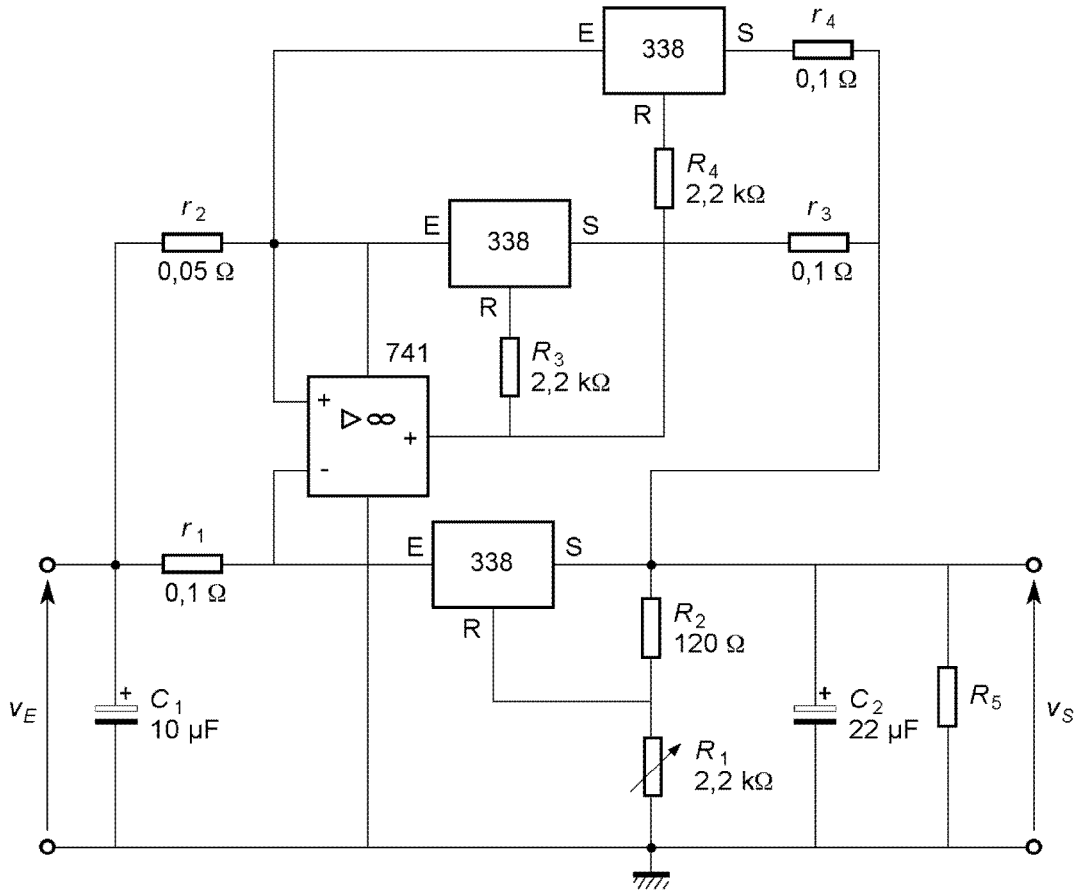


Figure 6.78 – Régulateur 15 A.

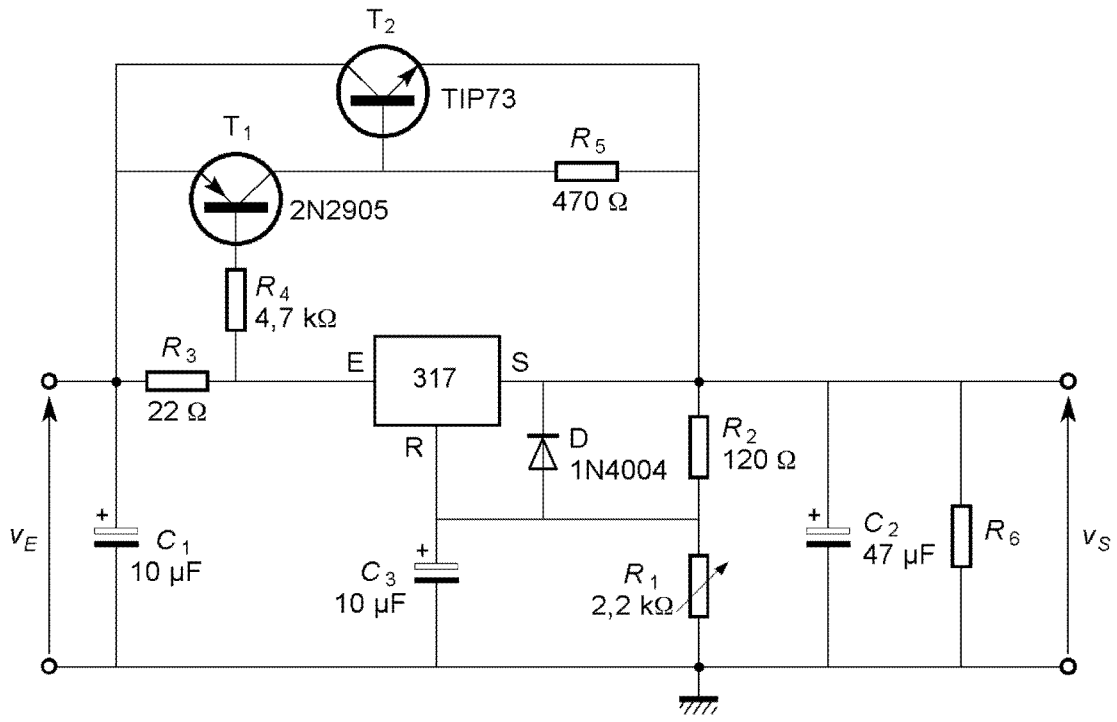


Figure 6.79 – Augmentation du courant par transistor externe.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

6.4.8 Inhibition

On peut commander le blocage du fonctionnement d'un régulateur à partir d'un signal logique (*figure 6.80*).

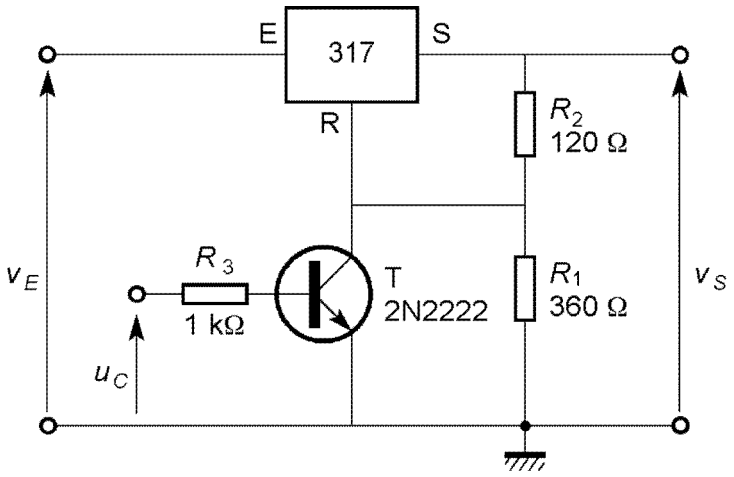


Figure 6.80 – Commande d'inhibition d'un régulateur 5 V.

Lorsque le transistor est bloqué (u_c à l'état bas), le régulateur fonctionne normalement. En choisissant respectivement 120 Ω et 360 Ω, 5 % pour R_2 et R_1, on obtient en sortie :

$$v_S = \left(1 + \frac{360}{120}\right) \times 1,25 = 5 \text{ V}$$

Lorsque le transistor est saturé (u_c au niveau haut), la tension de sortie est sensiblement égale à la tension de référence du régulateur, soit :

$$v_S = 1,25 \text{ V}$$

La résistance R_3 doit avoir une valeur suffisamment faible pour assurer la condition de saturation du transistor.

6.4.9 Mise sous tension progressive

Le circuit permet une montée en tension sans régime transitoire brusque (*figure 6.81*).

À la mise sous tension, v_S vaut environ 1,9 V ($V_r + V_{EB}$) car le condensateur C est déchargé.

Le courant dans R est constant puisque la tension est imposée par le transistor :

$$i = \frac{V_{EB}}{R}$$

La charge du condensateur est donc linéaire et s'arrête lorsque la tension de sortie atteint le niveau choisi (*figure 6.82*).

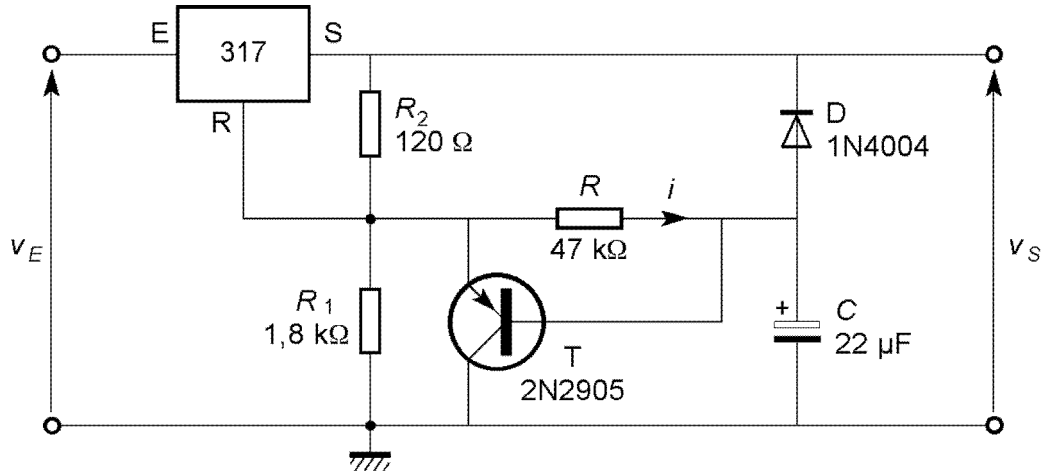


Figure 6.81 – Régulateur à mise sous tension progressive.

La diode D permet la décharge de C lors de la coupure de l'alimentation. Avec les valeurs numériques choisies, la tension de sortie en régime permanent vaut :

$$v_S = \left(1 + \frac{1\,800}{120}\right) \times 1,25 = 20 \text{ V}$$

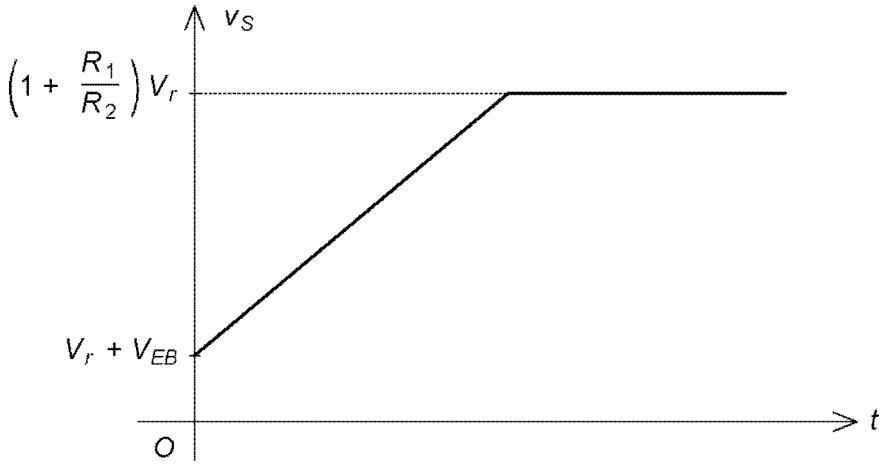


Figure 6.82 – Allure de la montée en tension.

6.4.10 Régulateur double

Certains montages permettent d'obtenir deux tensions réglables séparément (*figure 6.83*).

On a utilisé ici les différents condensateurs qui permettent d'améliorer les performances du montage (ondulation, impédance de sortie aux hautes fréquences). Compte tenu des valeurs numériques, la plage de réglage s'étend de 1,25 V à 24 V environ pour chaque voie.

Des tensions d'entrée symétriques de 28 V et – 28 V peuvent convenir, elles assurent en permanence l'écart de tension nécessaire au fonctionnement des régulateurs intégrés. En fonction de la dissipation possible pour les circuits intégrés,

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

le courant maximal ne sera pas disponible lorsque la différence entre les tensions d'entrée et de sortie est élevée.

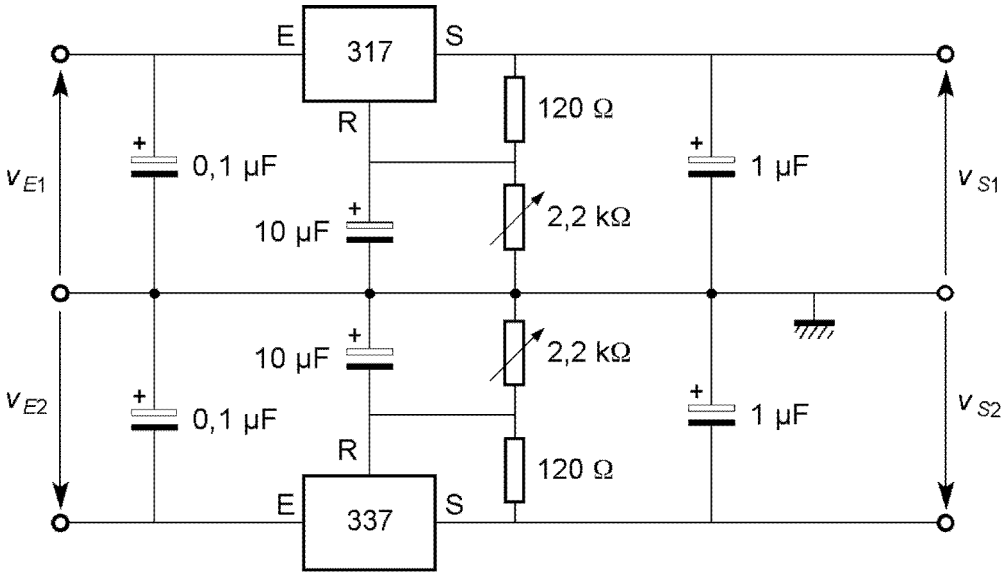


Figure 6.83 – Régulateur double.

6.5 Autres régulateurs intégrés

6.5.1 Régulateur de tension et de courant réglable

Un circuit intégré très intéressant pour la conception des alimentations variables est le L200 fabriqué par STM. Il s'agit d'un régulateur à cinq bornes permettant très facilement le réglage de la tension et du courant. On le trouve dans un boîtier Pentawatt (*figure 6.84*).

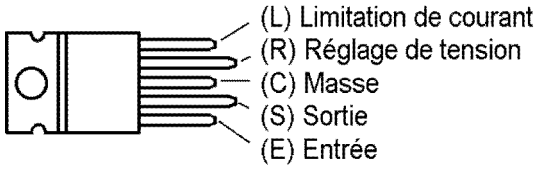


Figure 6.84 – Brochage du circuit intégré L200.

Les bornes sont l'entrée E, la sortie S, la masse C, la borne de réglage R et la broche L pour fixer la limite de courant. Les *tableaux 6.8* et *6.9* indiquent les limitations absolues et les principales caractéristiques du circuit.

Dans le schéma de base (*figure 6.85*), la tension s'exprime par :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

la valeur typique de V_r étant ici $2,77$ V.

Tableau 6.8 – Limites absolues pour le régulateur L200.

Tension d'entrée en continu	40 V
Tension d'entrée pendant moins de 10 ms	60 V
Tension différentielle (entre entrée et sortie)	32 V

Tableau 6.9 – Caractéristiques essentielles du régulateur L200 ($\theta_a = 25\ ^\circ C$).

Paramètre	Conditions	Minimum	Typique	Maximum	Unité
Gamme des tensions de sortie	$i_S = 10$ mA	2,85		36	V
Régulation de ligne	$v_S = 5$ V ; 8 V $\leq v_E \leq$ 18 V	48	60		dB
Régulation de charge	$\Delta i_S = 2$ A		0,15 %	1 %	
Courant de repos (borne C)	$v_E = 20$ V		4,2	9,2	mA
Chute de tension entre l'entrée et la sortie	$i_S = 1{,}5$ A ; $\Delta v_s / v_S \leq 2$ %		2	2,5	V
Tension de référence	$v_E = 20$ V ; $i_S = 10$ mA	2,64	2,77	2,86	V
Seuil de tension pour la limitation de courant (entre les bornes S et L)	$v_E = 10$ V ; $v_S = V_r$ $i_S = 100$ mA	0,38	0,45	0,52	V
Courant maximal de court-circuit	$v_E - v_S = 14$ V Bornes E et S court-circuitées			3,6	A

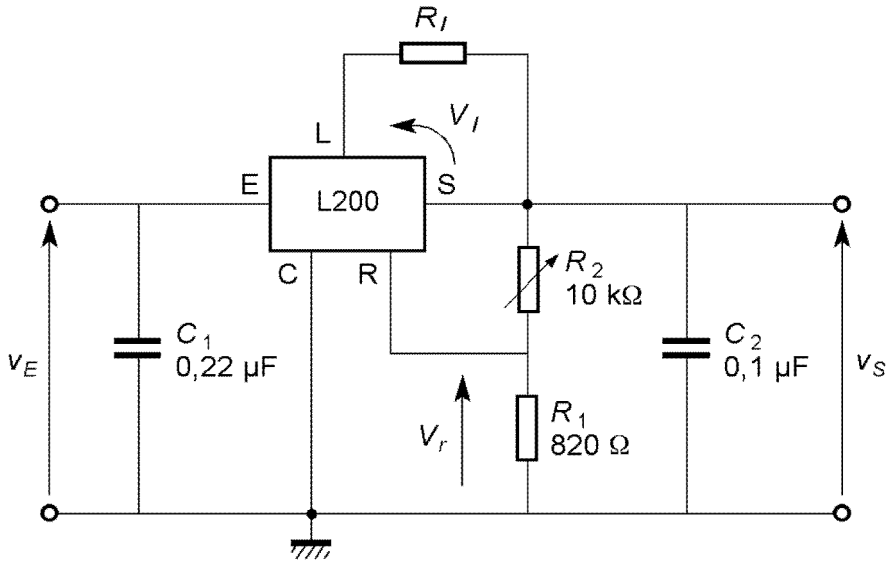


Figure 6.85 – Régulateur de tension avec limitation de courant.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le courant maximal de sortie est fixé par la résistance R_ℓ :

$$i_{S\,max} = \frac{V_l}{R_l}$$

la valeur typique de V_ℓ étant 0,45 V.

Quand on souhaite utiliser le courant maximal du circuit sans fixer de limitation, on remplace R_ℓ par un court-circuit.

Il est possible d'utiliser diverses variantes du circuit de base en procédant à des modifications déjà étudiées pour les régulateurs précédents. On peut tout d'abord augmenter les possibilités en courant de sortie avec un transistor PNP externe (*figure 6.86*).

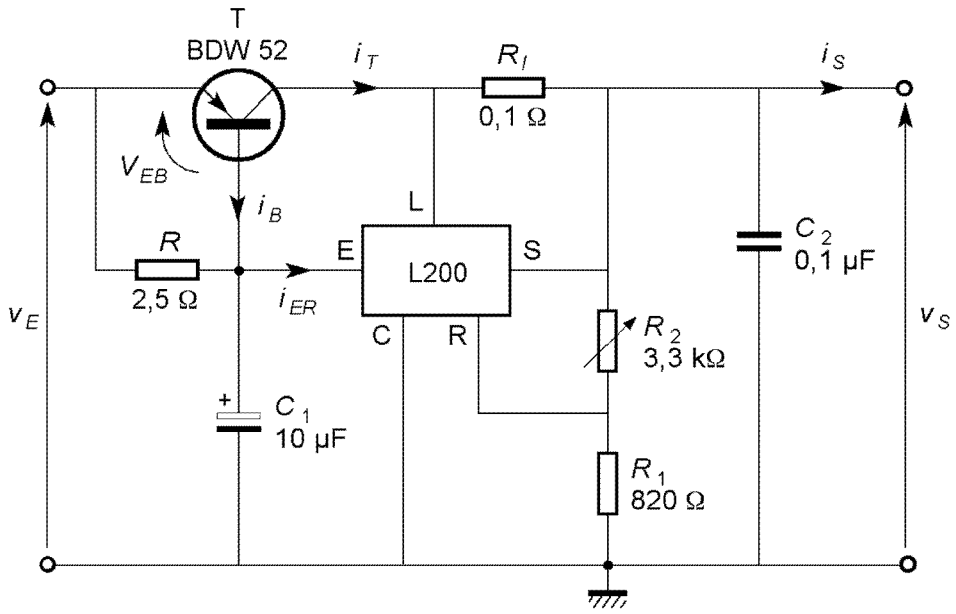


Figure 6.86 – Augmentation du courant de sortie par transistor externe.

L'intensité maximale est imposée par la résistance R_ℓ :

$$i_{S\,max} = \frac{V_l}{R_l}$$

Le choix de R détermine le partage du courant entre transistor et régulateur intégré. On a, comme pour les régulateurs fixes :

$$R = \frac{v_{EB}}{i_{ER} - \dfrac{i_T}{\beta}}$$

Exemple

On veut pouvoir débiter 4,5 A. On partage le courant en 4 A dans le transistor et 0,5 A dans le régulateur intégré. Compte tenu de ce courant (et aussi de la tension), on choisit un transistor du type BDW52. Son β vaut 40 pour le courant

choisi et sa tension v_{EB} est de l'ordre de 1 V pour ce même courant. La valeur à donner à R est alors :

$$R = \frac{1}{0,5 - \frac{4}{40}} = 2,5\ \Omega$$

La résistance de limitation R_ℓ doit être dimensionnée pour 4,5 A :

$$R_l = \frac{0,45}{4,5} = 0,1\ \Omega$$

D'autres variantes du montage permettent d'utiliser une tension d'entrée élevée (*figure 6.87*) ou des tensions d'entrée et de sortie élevées (*figure 6.88*).

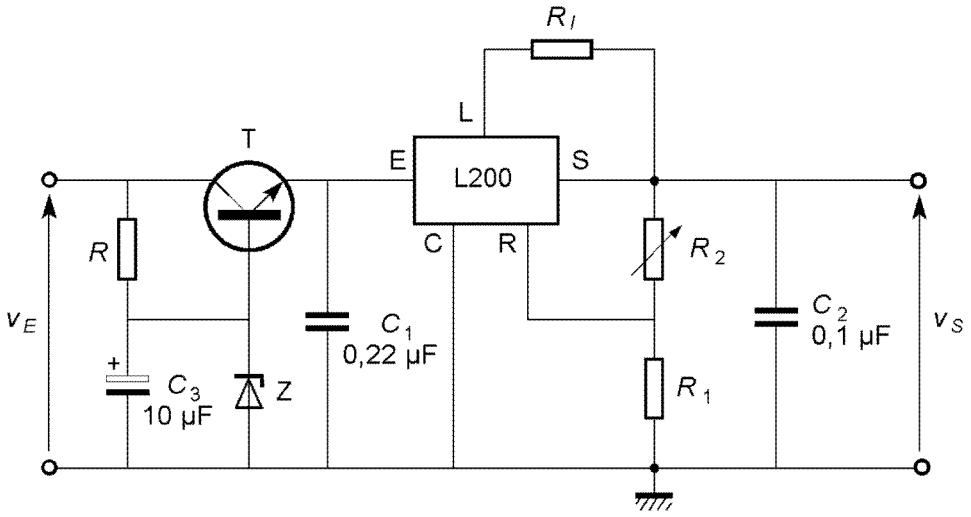


Figure 6.87 – Régulateur pour tension d'entrée élevée.

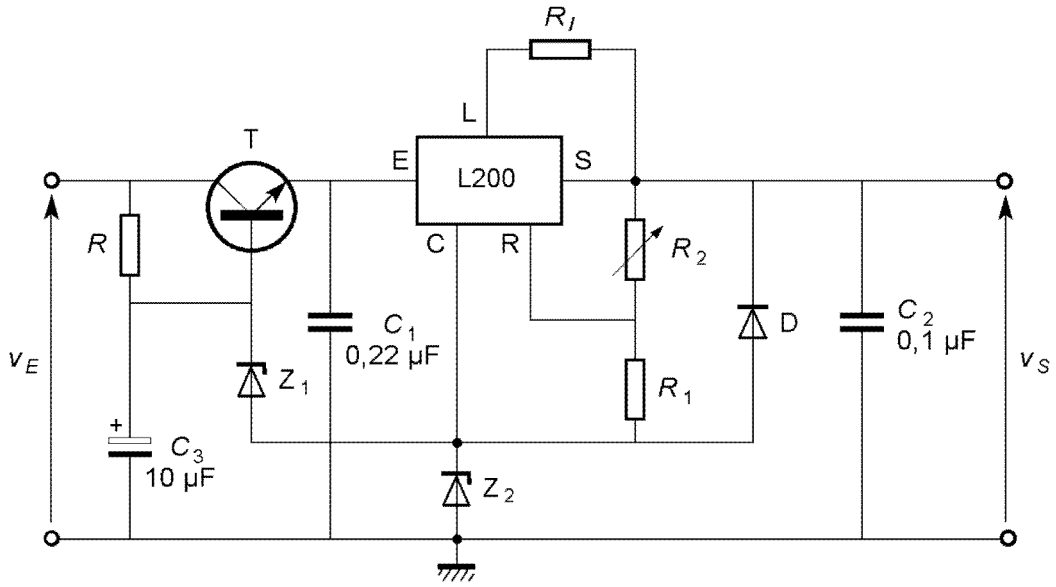


Figure 6.88 – Régulateur pour tensions d'entrée et de sortie élevées.

Le choix des éléments s'effectue comme avec les autres régulateurs.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Un circuit plus particulier (*figure 6.89*) permet une montée progressive de la tension de sortie.

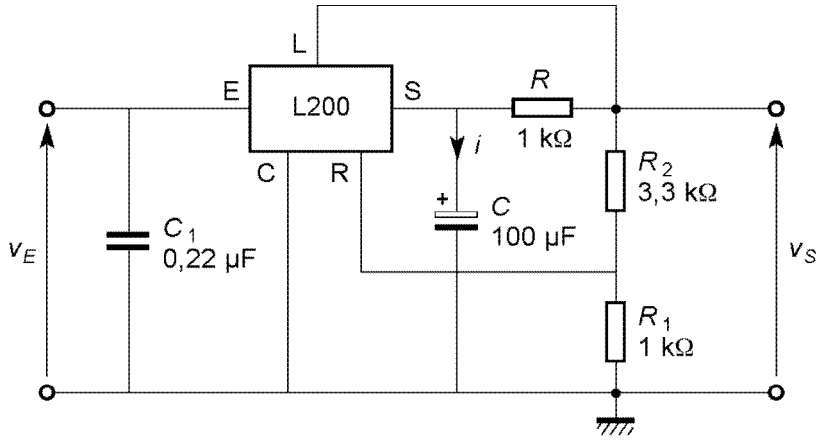


Figure 6.89 – Mise sous tension progressive.

À la mise sous tension, le condensateur C est déchargé et la tension de sortie vaut :

$$v_S = V_l = 0,45 \text{ V}$$

La tension aux bornes de R restant égale à V_ℓ, le courant qui traverse cette résistance est constant :

$$i = \frac{V_l}{R}$$

Ce courant charge le condensateur C :

$$v_S - V_l = \frac{i}{C}t$$

On en déduit l'instant t_0 où la tension de sortie atteint sa valeur en régime permanent, v_{S0} (*figure 6.90*) :

$$t_0 = RC\frac{v_S - V_l}{V_l}$$

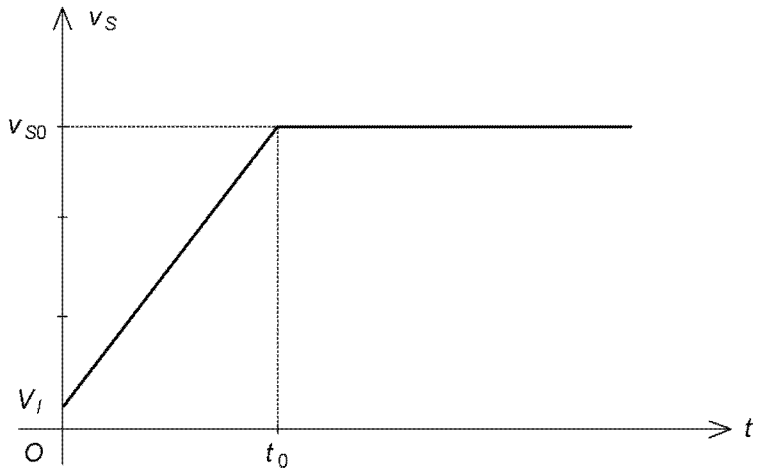


Figure 6.90 – Allure de la montée en tension.

Exemple

On veut réaliser un régulateur délivrant une tension de 12 V atteignant son régime permanent environ $2,5$ s après sa mise sous tension. On choisit des résistances de 1 kΩ et $3,3$ kΩ respectivement pour R_1 et R_2. Cela donne :

$$v_{S0} = \left(1 + \frac{3,3}{1}\right) \times 2,77 = 11,9 \text{ V}$$

Le produit RC du circuit de temporisation doit valoir :

$$RC = 2,5 \times \frac{0,45}{12 - 0,45} = 9,74 \times 10^{-2} \text{ s}$$

On choisit par exemple $R = 1$ kΩ et $C = 100$ μF, ce qui conduit à :

$$RC = 10^{-1} \text{ s}$$

et donc :

$$t_0 = 10^{-1} \times \frac{12 - 0,45}{0,45} = 2,57 \text{ s}$$

Pour la réalisation d'alimentations doubles, on ne dispose pas d'un régulateur de tension négative complémentaire du L200. On peut cependant utiliser deux régulateurs identiques à base de L200, à condition de disposer de deux enroulements secondaires indépendants pour le transformateur. Il est également possible d'obtenir un régulateur double à tensions asservies à l'aide d'un amplificateur opérationnel et d'un transistor de puissance (*figure 6.91*).

Avec $R_3 = R_4$, les tensions sont symétriques. Si R_3 est différente de R_4, on a :

$$v_{S2} = -\frac{R_4}{R_3} v_{S1}$$

La tension d'entrée doit être compatible avec la valeur maximale de la tension d'alimentation de l'amplificateur opérationnel. Pour obtenir des tensions plus élevées, il est possible d'alimenter ce circuit intégré par l'intermédiaire d'une diode Zener afin de ramener le niveau dans la fourchette autorisée.

On peut également remplacer l'amplificateur opérationnel et le transistor par un circuit intégré de puissance (*figure 6.92*). Il faut bien sûr toujours respecter les limites autorisées pour les tensions d'alimentation du circuit (18 V pour le L165).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

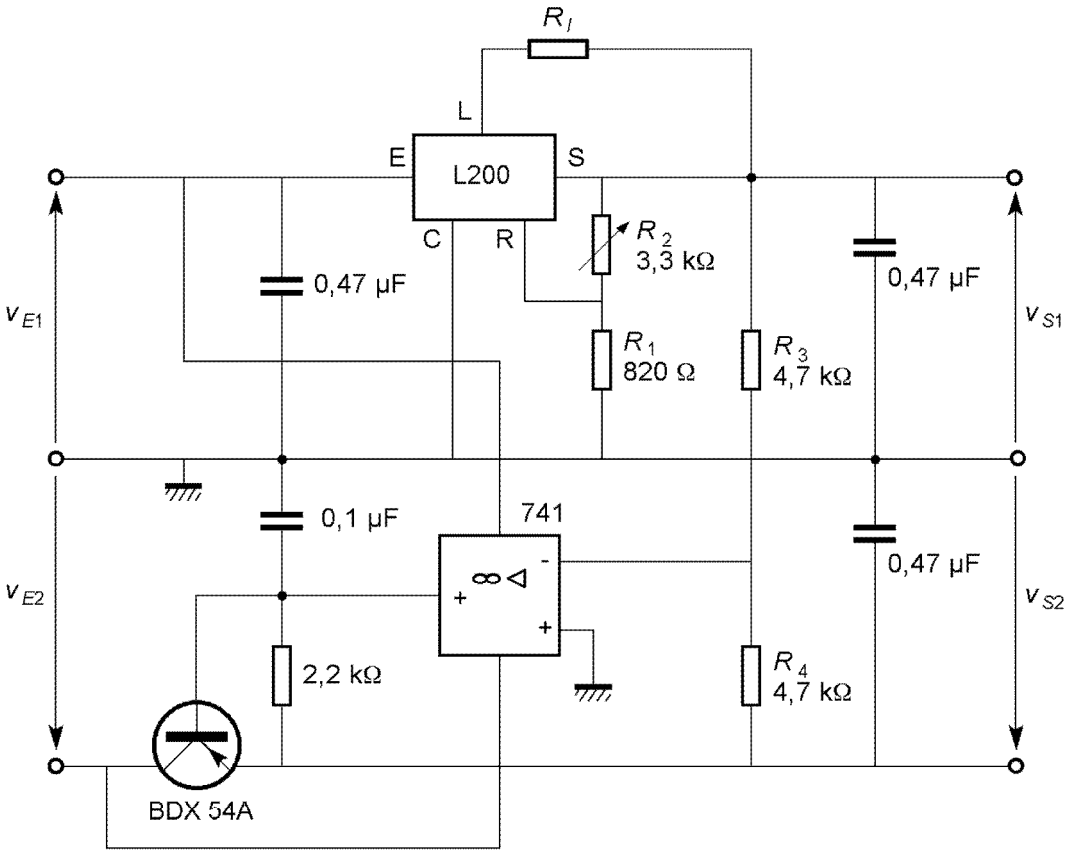


Figure 6.91 – Régulateur double asservi.

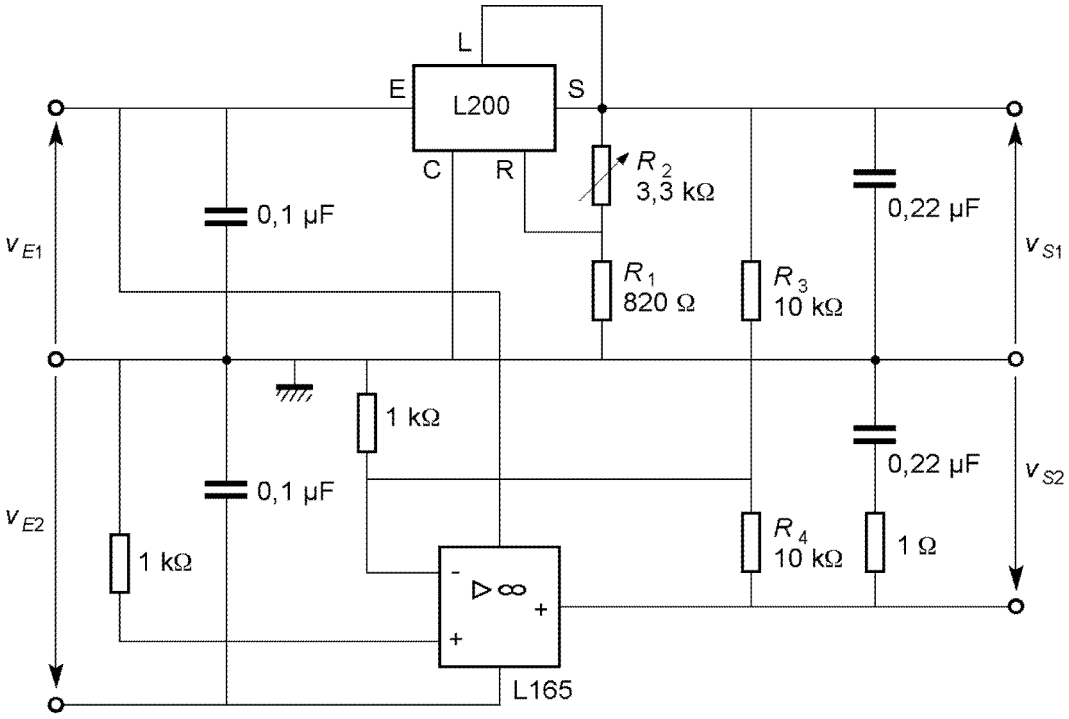


Figure 6.92 – Régulateur double asservi utilisant un amplificateur opérationnel de puissance.

6.5.2 Régulateur haute tension

Les régulateurs ordinaires du type LM317 ne permettent pas de dépasser une tension de sortie de 37 V (sauf artifice extérieur). Certains modèles particuliers autorisent des niveaux nettement plus élevés. Par exemple, le TL783C de Texas Instruments peut fournir des tensions de 1, 25 V à 125 V, avec un courant pouvant atteindre 700 mA (*figure 6.93*). Le boîtier TO-220 a le même brochage que le LM317.

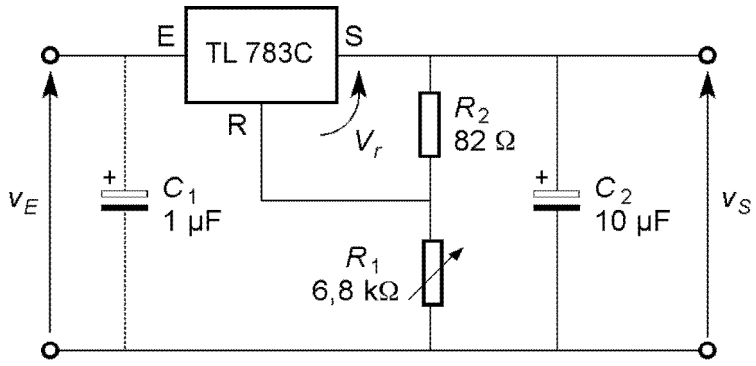


Figure 6.93 – Régulateur haute tension.

La tension de référence V_r a une valeur typique de 1, 25 V et la tension de sortie vaut :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_r$$

L'intensité minimale de sortie qui garantit une bonne régulation est de 15 mA. La valeur maximale à attribuer à R_2 est donc :

$$R_{2\,max} = \frac{1,2}{15 \times 10^{-3}} = 80\ \Omega$$

On choisit souvent une résistance de 82 Ω, 5 %. Avec un potentiomètre de 6, 8 kΩ pour R_1, la tension de sortie atteint un peu plus de 100 V. Le condensateur C_2 est recommandé pour améliorer la réponse transitoire et C_1 est nécessaire si le régulateur est situé à une distance appréciable du filtre.

Par contre, il est déconseillé d'utiliser un condensateur de découplage de la borne de réglage avec ce circuit intégré. Le régulateur utilisant un transistor série du type MOS, la chute de tension entre l'entrée et la sortie dépend beaucoup du courant. Pour pouvoir atteindre l'intensité maximale, il faut prévoir un écart de l'ordre de 20 V.

Pour l'exemple ci-dessus, on doit appliquer à l'entrée une tension de 125 V (il ne faut pas dépasser cette valeur car la chute maximale autorisée est 125 V). Il est évidemment possible d'accroître les possibilités en courant à l'aide d'un transistor externe (*figure 6.94*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

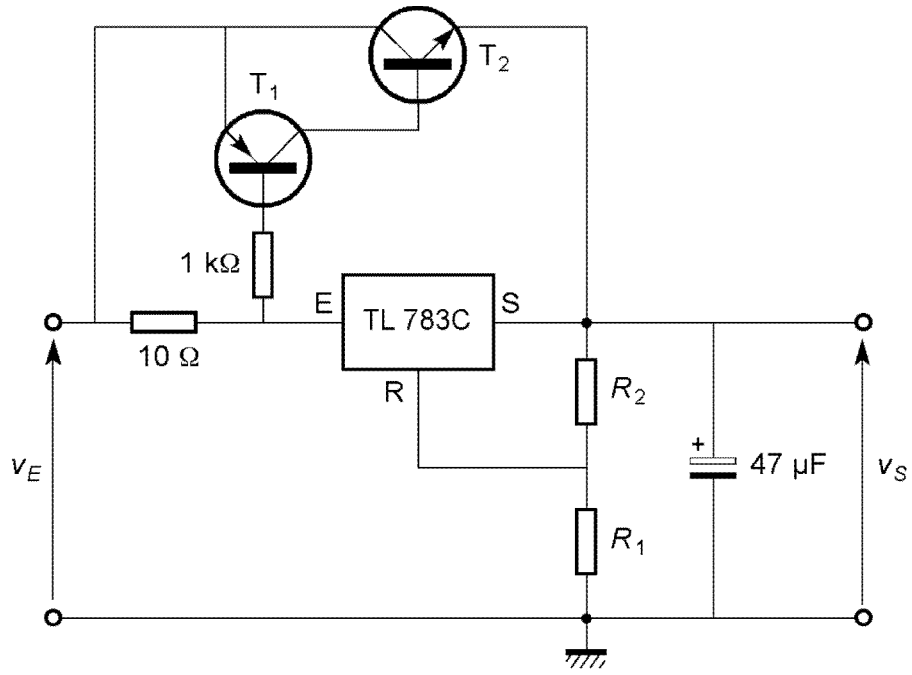


Figure 6.94 – Régulateur haute tension avec pseudo-Darlington externe.

6.5.3 Régulateur à faible chute de tension

Les régulateurs intégrés ordinaires exigent une différence minimale entre les tensions d'entrée et de sortie de l'ordre de 2 à 3 V. C'est un gros inconvénient, en particulier pour les montages alimentés par pile ou accumulateur.

Des régulateurs à faible chute de tension sont apparus et résolvent le problème : ils n'exigent que quelques dixièmes de volts pour fonctionner. Le principe est de remplacer le Darlington NPN employé dans les régulateurs classiques par un transistor PNP.

Outre la faible chute de tension, ces régulateurs présentent de bonnes caractéristiques sur le plan de la protection contre les surtensions et les inversions de polarités à l'entrée.

Par contre, ils ont quelques inconvénients. La consommation propre est plus importante que pour un régulateur classique et elle augmente avec le débit en sortie. Un condensateur de découplage de capacité assez élevée est indispensable pour la stabilité du montage. Un premier exemple de circuit intégré est le LM2930 de Texas Instrument (*figure 6.95*).

C'est un régulateur de tension fixe à trois bornes, disponible en 5 V et 8 V. Le condensateur C_1 n'est nécessaire que si le régulateur est situé à une distance appréciable du filtre. Par contre, C_2 est indispensable à la stabilité du circuit.

Sa capacité minimale est de 10 µF. Le circuit peut délivrer un courant de 150 mA à la charge et son fonctionnement est assuré avec un écart de 0,6 V entre les tensions d'entrée et de sortie.

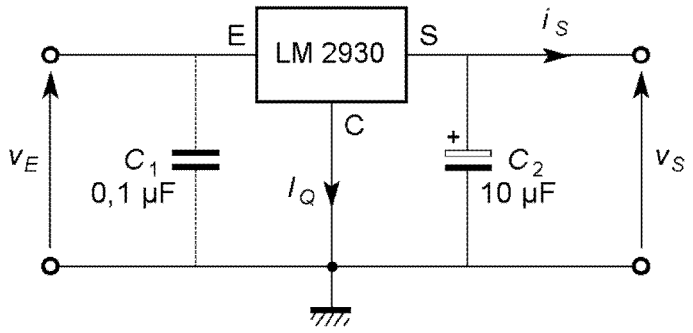


Figure 6.95 – Régulateur à faible chute de tension.

La tension d'entrée doit rester inférieure à 26 V pour un fonctionnement correct, mais le circuit accepte des surtensions jusqu'à 40 V et des tensions inverses jusqu'à – 6 V (et même – 12 V pendant 100 ms).

Le courant de repos est assez élevé : 4 mA en valeur typique et 7 mA en valeur maximale pour une intensité de sortie de 10 mA, mais 18 mA en valeur typique et 40 mA en valeur maximale pour une intensité de sortie de 150 mA. La chute de tension minimale et le courant de repos évoluent en fonction de la charge (*figures 6.96* et *6.97*).

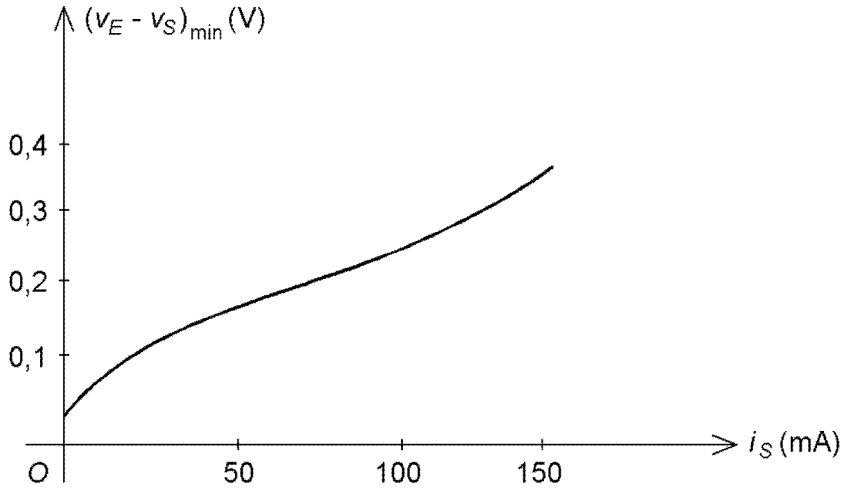


Figure 6.96 – Allure des variations de la chute de tension minimale en fonction du courant de sortie pour le LM2930 (θ_j = 25 °C).

Le boîtier est un TO-220 et le brochage est identique à celui des régulateurs classiques.

Un autre circuit intégré, le LM2931, a des performances un peu supérieures. Le courant maximal n'est que de 100 mA, mais la consommation propre est inférieure (0,4 mA en valeur typique et 1 mA en maximum pour 10 mA en sortie) et le comportement vis-à-vis des surtensions et des inversions de polarité est meilleur (50 V en direct, – 15 V en inverse et – 50 V en inverse pendant moins de 100 ms).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

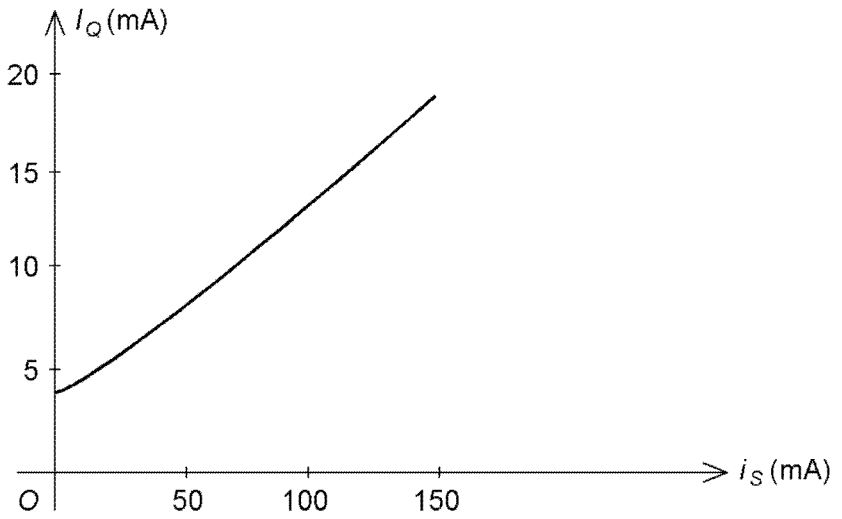


Figure 6.97 – Allure des variations du courant de repos en fonction du courant de sortie pour le LM2930 ($\theta_j = 25\ °C$; $v_E = 14$ V).

La capacité du condensateur de sortie doit être un peu supérieure : au moins 22 µF. On choisit souvent 100 µF pour améliorer le comportement du régulateur en régime transitoire.

Il existe également une version réglable du circuit, le LM2931CT. C'est un composant à cinq bornes : l'entrée E, la sortie S, la masse C, la broche de réglage R et une entrée marche/arrêt A (*figure 6.98*).

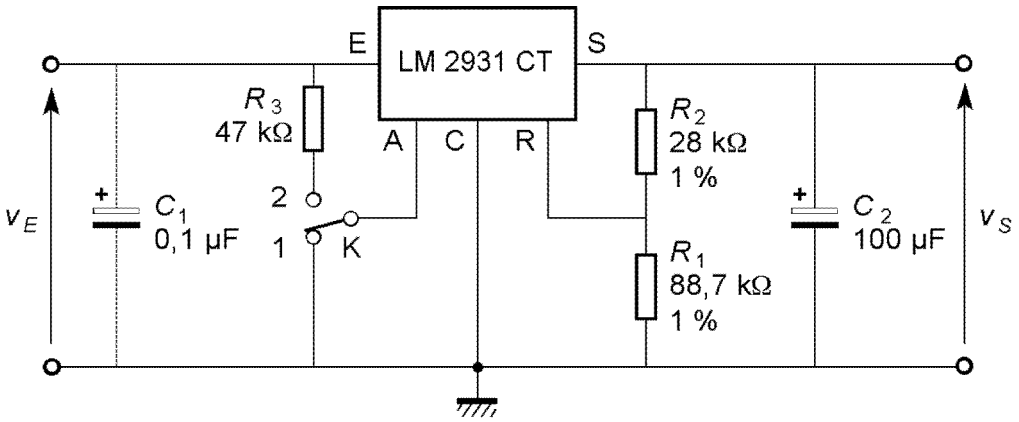


Figure 6.98 – Régulateur de tension réglable à faible chute de tension.

Le courant de polarisation s'écoule par la masse, tandis que l'intensité dans la connexion de réglage est très faible (de l'ordre de 1 µA). Cela autorise l'usage de résistances de valeurs élevées. La tension de référence V_r est présente entre les bornes S et R et sa valeur typique est de 1, 2 V. La tension de sortie s'exprime par :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_r$$

Pour compenser l'effet du courant de polarisation de la borne de réglage, il est conseillé de choisir 28 kΩ pour R_2. On prend donc 28 kΩ, 1 % si R_1 est une

résistance fixe et 27 kΩ, 5 % si un réglage de R_1 est prévu. Il est possible d'ajouter un transistor externe pour augmenter le courant disponible en sortie. Pour conserver une faible chute de tension, on peut faire appel à un transistor au germanium (*figure 6.99*).

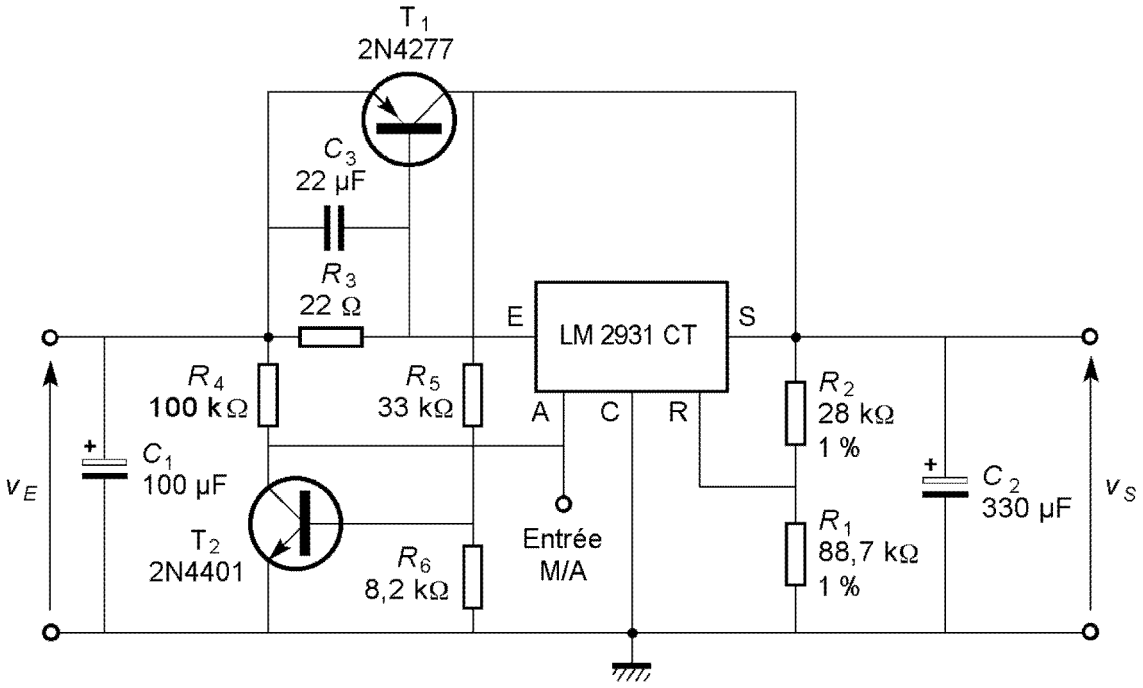


Figure 6.99 – Augmentation du courant de sortie par transistor externe.

La chute de tension est de 0,7 V pour une intensité de 5 A. Le circuit possède une entrée de commande marche/arrêt et le transistor T_2 sert à la limitation du courant. En effet, le régulateur fonctionne quand l'entrée A est à la masse (T_2 saturé). Lorsque le courant dépasse un maximum imposé par les résistances R_5 et R_6, la tension de sortie décroît et bloque le transistor T_2. Le régulateur cesse alors de fonctionner et le transistor T_1 est protégé.

D'autres circuits intégrés ont un courant maximal plus élevé. Par exemple, la série L47XX de ST, disponible en 5 V, 8,5 V et 10 V, peut délivrer 500 mA avec une chute de tension inférieure à 0,9 V. La série L48XX, disponible en 5 V, 8,5 V, 10 V et 12 V, fournit 400 mA au maximum, avec une chute de tension inférieure à 0,7 V (moins de 0,4 V à 150 mA). Des améliorations constantes apparaissent dans les circuits récents. Le LM2940 de National Semiconductor peut délivrer 1 A avec une chute de tension minimale qui ne dépasse pas 1 V. Son courant de repos n'est que de 20 mA au maximum pour 1 A en sortie, à condition toutefois que l'écart entre les tensions d'entrée et de sortie soit supérieur à 2 V.

6.5.4 Régulateur à faible consommation

Pour les systèmes alimentés par piles ou accumulateurs, la consommation propre des régulateurs est un inconvénient majeur. Certains circuits intégrés ont donc été optimisés pour ce paramètre.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Par exemple, le LP2950 de National Semiconductor est un régulateur de tension fixe 5 V à faible consommation. Il est disponible en boîtier TO-92 avec le même brochage que les régulateurs classiques. Il peut délivrer jusqu'à 100 mA et n'exige qu'un condensateur de 1 µF en sortie pour sa stabilité. Sa chute de tension minimale est faible : 0, 6 V au maximum et moins de 0, 15 V si le courant de sortie ne dépasse pas 100 µA. Sa consommation propre est très raisonnable : le courant qui s'écoule vers la masse est inférieur à 14 mA pour 100 mA en sortie et surtout, il ne dépasse pas 140 µA lorsque la charge demande moins de 100 µA. La valeur typique est 75 µA dans ce dernier cas. Cela permet une durée de vie importante pour la pile d'un système qui ne consomme un courant non négligeable que pendant de brèves durées au cours de son fonctionnement.

Un autre circuit intégré, le LP2951 est réglable de 1, 23 V à 30 V (*figure 6.100*).

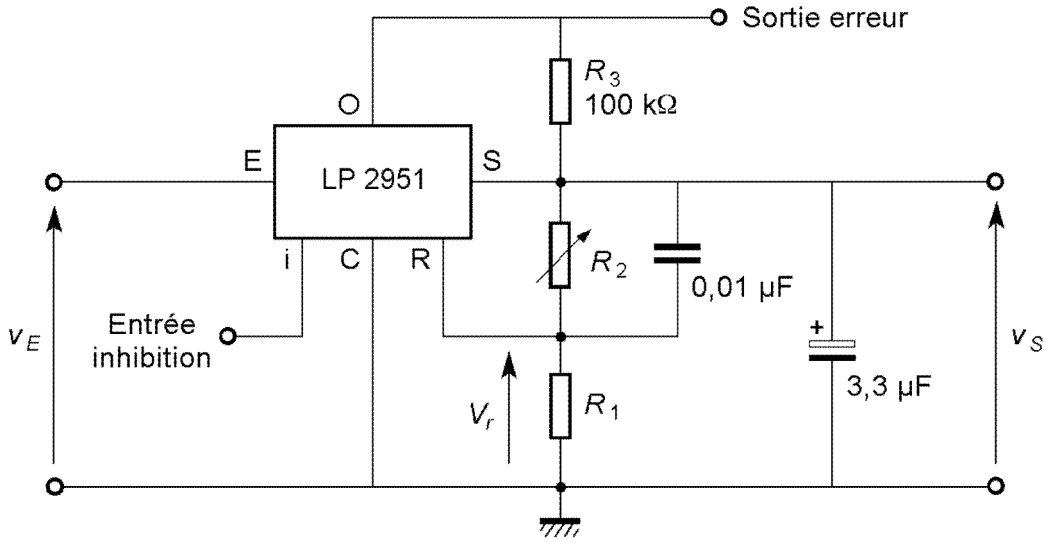


Figure 6.100 – Régulateur de tension réglable à faible consommation.

On y remarque une entrée d'inhibition qui permet de couper le régulateur lorsqu'il n'est pas utile, et une sortie d'erreur qui permet de détecter les mauvais fonctionnements qui entraînent une chute de la tension de sortie de plus de 5 %. Le comparateur d'erreur étant à collecteur ouvert, il faut le polariser par une résistance externe R_3 dont la valeur peut être élevée (100 kΩ à 1 *M*Ω). La tension de sortie est donnée par la formule :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

V_r a une valeur typique de 1, 235 V. L'intensité dans la borne de réglage étant très faible (de l'ordre de 20 nA), on peut employer des résistances élevées. Le courant de charge minimal du circuit étant de 1 µA, R_1 ne doit pas dépasser 1, 2 MΩ. Pour minimiser les erreurs, on choisit en général une valeur de l'ordre de 100 kΩ.

Parmi les circuits à très faible consommation, on peut citer le ICL7663 de Maxim (*figure 6.101*).

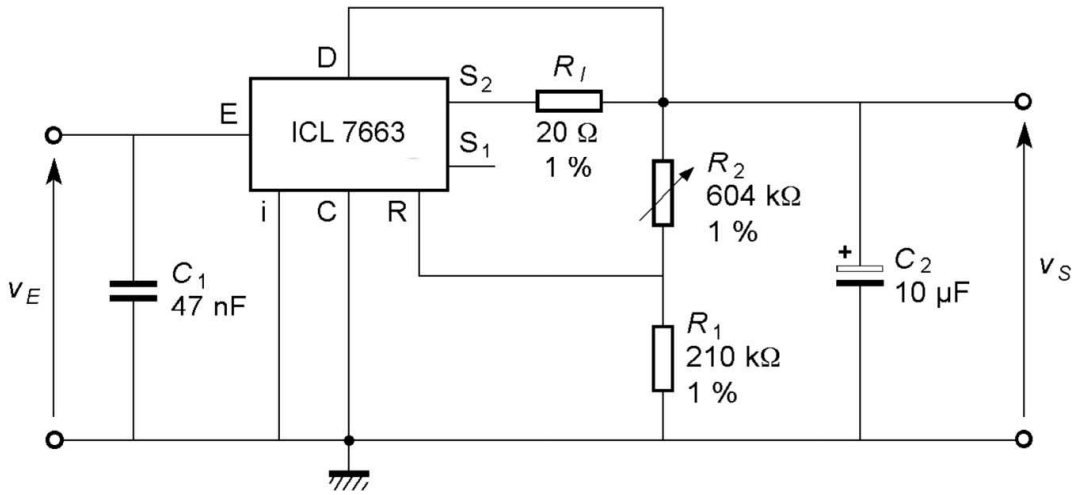


Figure 6.101 – Régulateur à très faible consommation.

Celui-ci consomme moins de 12 µA au repos. Les courants de sortie inférieurs à 5 mA sont obtenus avec une chute de tension minimale en court-circuitant les bornes S_1 et S_2. Les courants plus élevés sont obtenus sur la sortie S_2 avec la borne S_1 en l'air. La tension de sortie est donnée par la formule :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

La valeur typique de V_r est 1,3 V. La broche D permet une limitation d'intensité suivant la relation :

$$I_l = \frac{V_l}{R_l} \quad \text{avec} \quad V_l = 0,5 \text{ V}$$

Pour l'exemple de la figure, on a :

$$v_S = \left(1 + \frac{604}{210}\right) \times 1,3 = 5,04 \text{ V}$$

6.5.5 Régulateur parallèle

La plupart des régulateurs intégrés utilisés sont du type série. Il existe cependant des modèles du type parallèle qui peuvent parfois être intéressants (*figure 6.102*).

Comme ce régulateur se comporte en fait comme une diode Zener dont on choisit la tension par une entrée de référence, on emploie en général un symbole voisin (*figure 6.103*).

Il ne faut cependant pas oublier qu'il s'agit d'un circuit intégré. Un exemple est le régulateur TL431 de Texas Instruments. Il est disponible dans un boîtier TO-92 (*figure 6.104*).

Ce circuit peut être utilisé avec des tensions de 2,5 à 36 V et des intensités de 1 à 100 mA. Ses performances sont nettement supérieures à celles d'une simple diode Zener (*figure 6.105*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

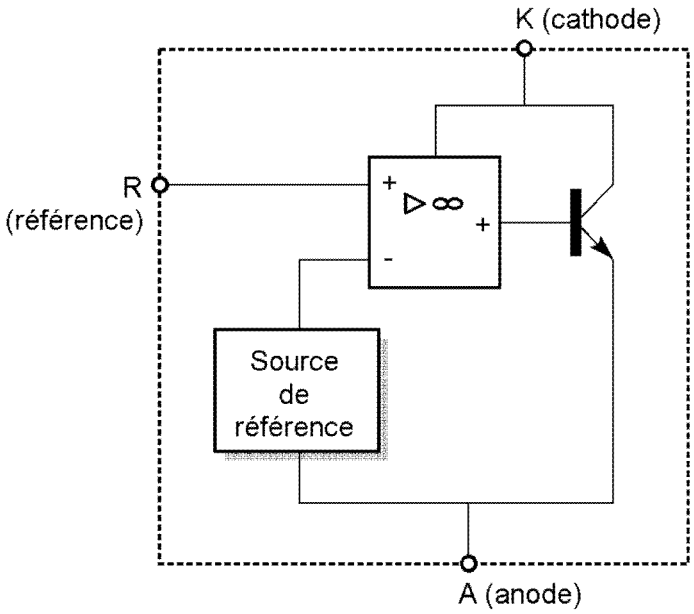


Figure 6.102 – Schéma fonctionnel d'un régulateur parallèle réglable.

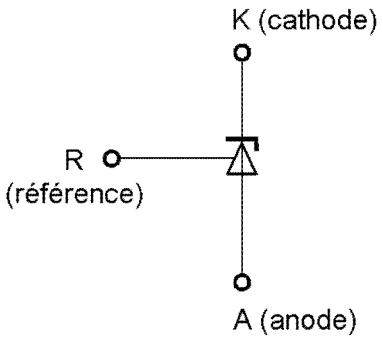


Figure 6.103 – Symbole du régulateur parallèle réglable.

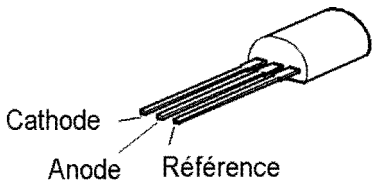


Figure 6.104 – Brochage du régulateur parallèle TL431.

La résistance dynamique du circuit intégré est d'environ $0,2\ \Omega$, à comparer avec les quelques dizaines d'ohms de la diode.

Pour le schéma de base (*figure 6.106*), à condition de fixer un courant de pont nettement supérieur au courant de la borne R, on a :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

La valeur typique de V_r est $2,495$ V (dispersion de $2,440$ V à $2,550$ V). La résistance R se choisit comme pour un stabilisateur à diode Zener.

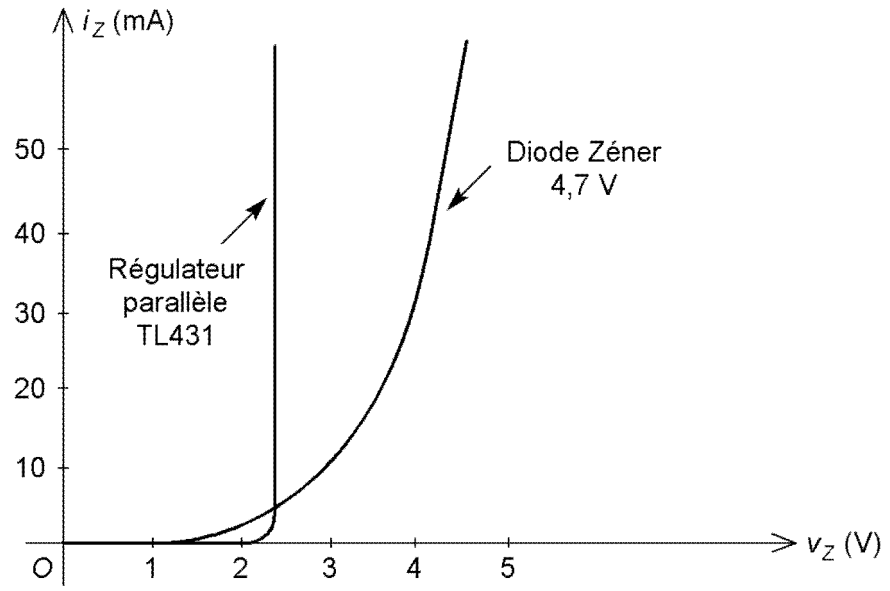


Figure 6.105 – Comparaison entre les caractéristiques d'une diode Zener et celles d'un régulateur parallèle.

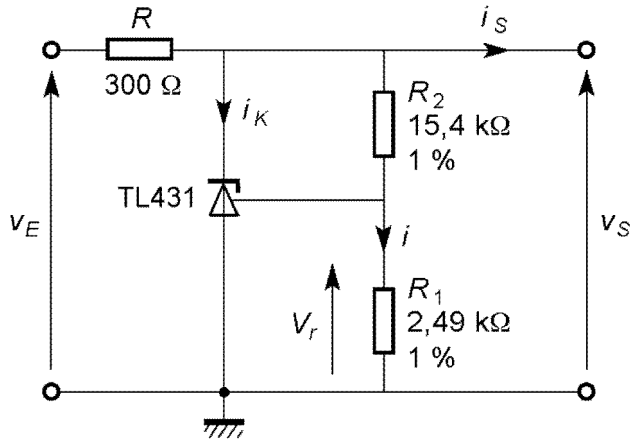


Figure 6.106 – Montage de base du régulateur parallèle.

Exemple

On veut obtenir une tension de 18 V pour une charge qui peut consommer jusqu'à 15 mA.

Le courant dans la borne de référence étant inférieur à 4 µA, on s'impose 1 mA dans le pont résistif. Le résultat sera ainsi indépendant de la valeur exacte de l'intensité dans la référence. On choisit ainsi R_1 :

$$R_1 = \frac{V_r}{i}$$

$$R_1 = \frac{2,5}{1} = 2,5 \text{ k}\Omega$$

Afin d'avoir une bonne précision sur la tension, on prend des résistances dans la série *E*96. La valeur 2,49 kΩ est adoptée pour R_1. La résistance R_2 fixe alors la

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

tension de sortie. On a :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1\right) R_1$$

soit :

$$R_2 = \left(\frac{18}{2,5} - 1\right) \times 2,49 = 15,4\ \text{k}\Omega$$

On choisit donc la valeur $15,4\ \text{k}\Omega$, 1 % pour R_2. On s'impose une tension de 24 V en entrée. La résistance R est soumise à la tension $v_E - v_S$. Elle doit permettre le passage du courant maximal de la charge et des courants dans le régulateur (1 mA minimum) et dans le diviseur résistif (1 mA). Sa valeur maximale est donc :

$$R_{max} = \frac{v_E - v_S}{i_{S\,max} + i_{K\,min} + i}$$

soit :

$$R_{max} = \frac{24 - 18}{15 + 1 + 1} = 0,353\ \text{k}\Omega$$

On choisit par exemple $R = 330\ \Omega,\ 5\ \%$.

Il est possible d'augmenter la puissance d'un régulateur parallèle en ajoutant un transistor supplémentaire (*figure 6.107*).

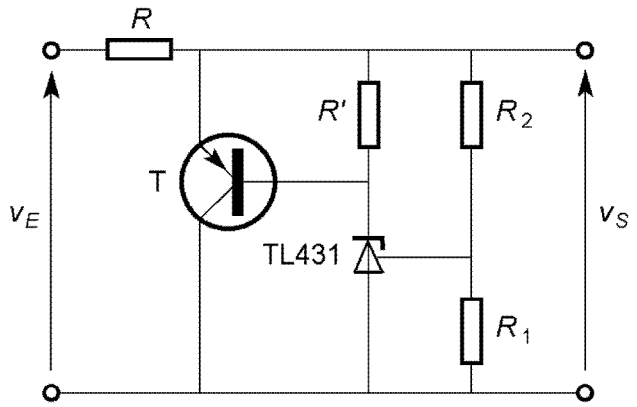


Figure 6.107 – Régulateur parallèle pour forts courants.

La relation qui définit la tension de sortie est la même que précédemment.

On peut aussi remplacer la diode Zener d'un stabilisateur série par un régulateur parallèle (*figure 6.108*).

L'expression de la tension de sortie ne change pas et la résistance R se calcule comme pour un stabilisateur à diode Zener :

$$R_{max} = \frac{v_E - (v_{BE} + v_S)}{i_{B\,max} + i_{K\,min}}$$

Pour obtenir des courants élevés, on utilise un Darlington (*figure 6.109*).

Enfin, on peut associer un régulateur de tension fixe et un régulateur parallèle pour obtenir une tension réglable (*figure 6.110*).

www.geniemecanique.co

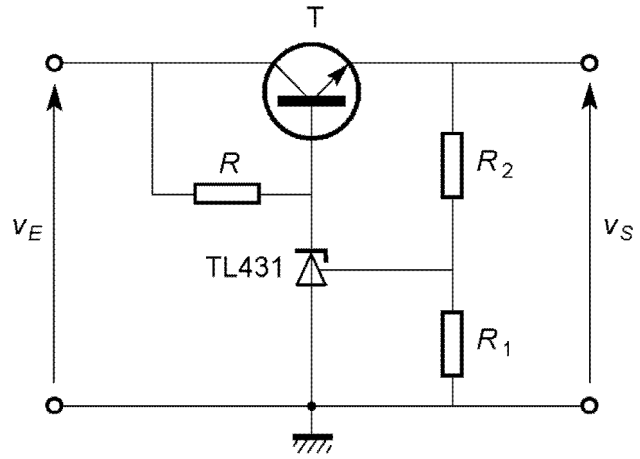


Figure 6.108 – Régulateur à transistor série.

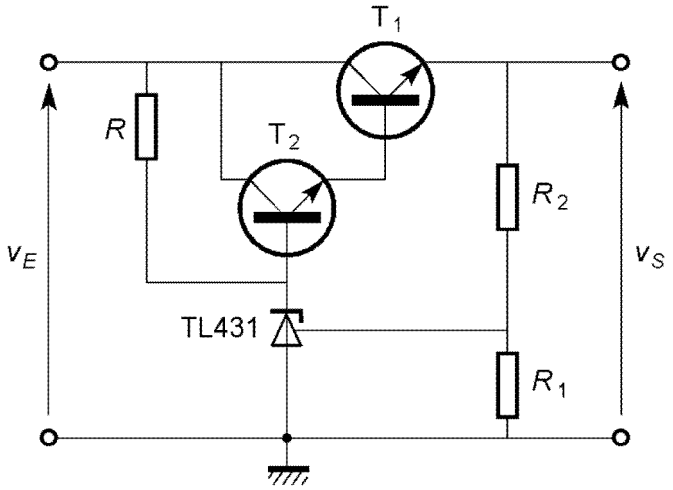


Figure 6.109 – Augmentation du courant avec un montage Darlington.

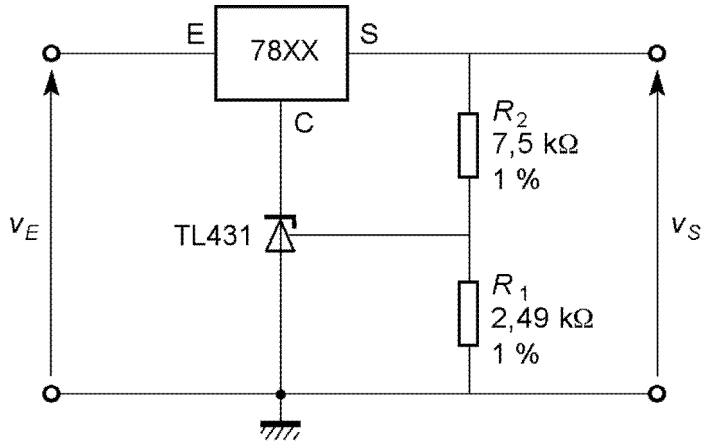


Figure 6.110 – Combinaison d'un régulateur série et d'un régulateur parallèle.

Si v_{SR} est la tension nominale du régulateur série et V_r la tension de référence du régulateur parallèle, la valeur minimale que l'on peut obtenir en sortie est :

$$v_{S\,min} = v_{SR} + V_r$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Exemple

On veut obtenir 10 V avec un régulateur 7805. C'est possible puisque le minimum vaut :

$$v_{Smin} = 5 + 2,5 = 7,5 \text{ V}$$

On choisit $R_1 = 2,49$ kΩ, 1 % pour obtenir un courant de pont de 1 mA (voir plus haut). La valeur à attribuer à R_2 est alors :

$$R_2 = \left(\frac{10}{2,5} - 1\right) \times 2,49 = 7,47 \text{ kΩ}$$

On choisit donc $R_2 = 7,5$ kΩ, 1 %. La tension d'entrée du régulateur doit être supérieure d'au moins 3 V à la tension de sortie. On choisit par exemple $v_E = 15$ V.

CHAPITRE 7

STRUCTURES DES CONVERTISSEURS À DÉCOUPAGE

Pour convertir ou réguler une tension continue avec un bon rendement, il faut faire appel à des composants fonctionnant en commutation. Après découpage, il est nécessaire de reconstituer du continu par filtrage avec des composants inductifs et capacitifs. De nombreuses structures existent et ce chapitre passe en revue les plus utilisées.

7.1 Convertisseurs à bobines

Les montages les plus simples utilisent une bobine pour accumuler l'énergie et un condensateur pour assurer le filtrage de la tension. Trois configurations sont possibles selon que l'on désire abaisser, élever ou inverser la polarité d'une tension continue. Ces structures sont très intéressantes pour créer des alimentations quelconques à partir d'une source principale.

7.1.1 Convertisseur abaisseur

Un interrupteur électronique K est commuté périodiquement suivant les ordres d'un circuit de commande ou de régulation (*figure 7.1*).

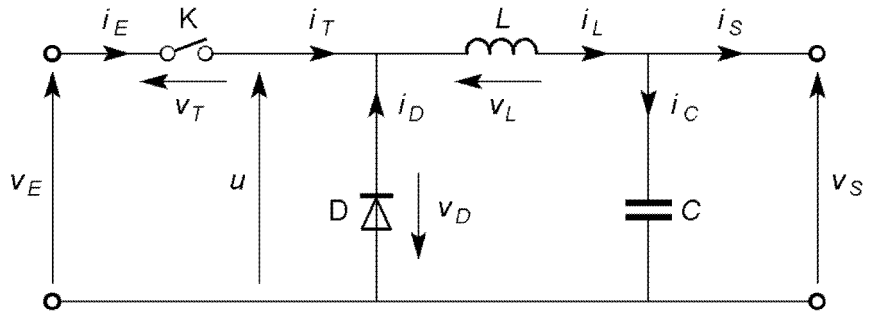


Figure 7.1 – Convertisseur abaisseur.

On obtient ainsi un signal rectangulaire dont on peut régler la valeur moyenne en faisant varier les durées d'ouverture et de fermeture de l'interrupteur. La bobine

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

et le condensateur permettent de filtrer cette tension pour arriver à du continu en sortie. L'interrupteur est réalisé à partir d'un transistor. La diode permet d'assurer la continuité du courant dans la bobine lors de l'ouverture de l'interrupteur.

Lorsque le transistor est saturé (K fermé), le courant augmente et la bobine emmagasine de l'énergie. Quand le transistor se bloque, le courant dans la bobine s'écoule dans la diode. En effet, cette dernière est devenue passante pratiquement instantanément.

Au moment de l'ouverture de l'interrupteur, le courant dans la bobine veut décroître très rapidement, ce qui provoque une importante surtension dans le circuit. La polarité de la tension aux bornes de la diode entraîne presque immédiatement sa mise en conduction. La cause de la surtension disparaît puisque le courant dans la bobine continue de s'écouler dans la diode. L'énergie emmagasinée sert à l'alimentation de la charge et le courant décroît.

Deux types de fonctionnement peuvent exister. Dans un premier cas, l'énergie de la bobine n'est pas totalement consommée lorsque le transistor se met de nouveau à conduire. Le courant ne s'annule jamais. On qualifie ce fonctionnement de mode continu.

Dans un deuxième cas, la bobine se décharge complètement avant la remise en conduction du transistor. Le courant est nul pendant une fraction de période. On parle alors de mode discontinu. Les performances du montage et le choix des composants dépendent du mode employé.

Pour l'étude du circuit, les composants sont idéalisés. La tension v_E appliquée à l'entrée est continue et on commande périodiquement l'interrupteur. La durée de fermeture est appelée t_1 et la durée d'ouverture t_2. On utilise plutôt comme paramètres la période T et le rapport cyclique α :

$$T = t_1 + t_2$$
$$\alpha = \frac{t_1}{T}$$

L'inverse de la période est la fréquence des commutations :

$$f_c = \frac{1}{T}$$

On se place en régime établi.

Fonctionnement en mode continu

Le courant ne s'annule pas (*figure 7.2*).

On place l'origine des temps au début d'une phase de conduction du transistor. La tension u est alors égale à v_E. La diode est bloquée car elle est polarisée en inverse. Le courant dans la bobine circule donc aussi dans l'interrupteur. Pendant cette phase de fonctionnement, le montage peut être représenté par un schéma simplifié (*figure 7.3*).

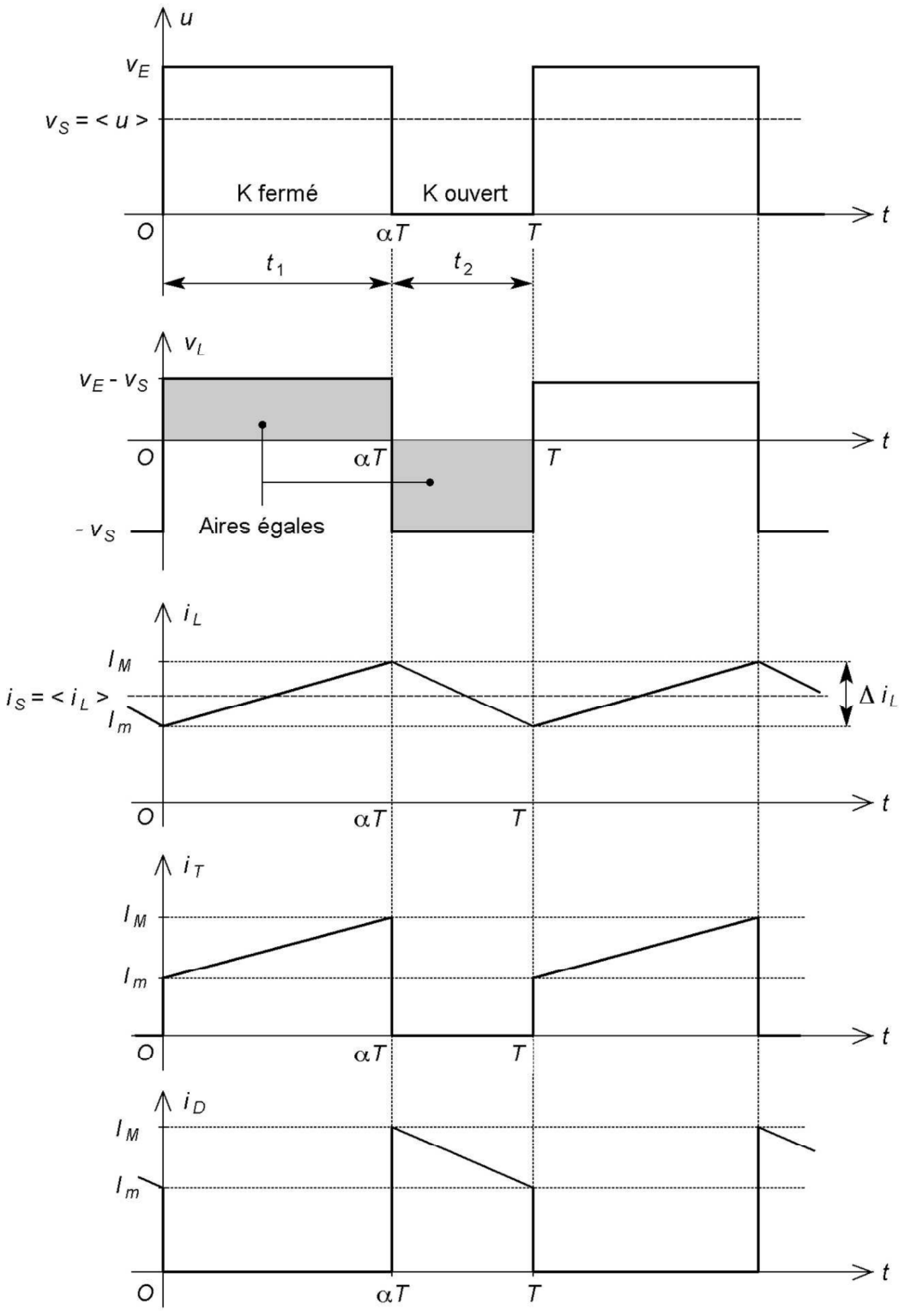


Figure 7.2 – Chronogrammes du convertisseur abaisseur en mode continu.

La relation entre tension et courant pour la bobine s'écrit :

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = v_E - v_S$$

Dans un premier temps, on estime que le montage fonctionne correctement, c'est-à-dire que les éléments L et C effectuent un filtrage suffisant pour que l'on puisse

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

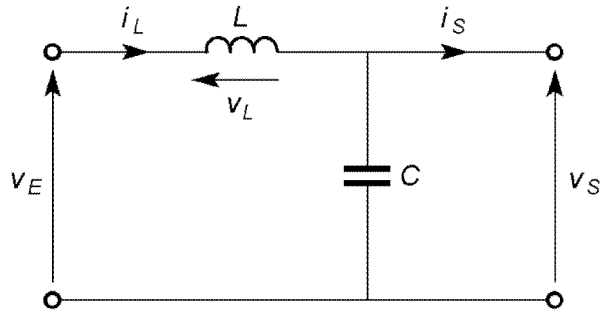


Figure 7.3 – Schéma équivalent lorsque l'interrupteur est fermé.

considérer la tension de sortie comme continue. Le choix de ces composants sera examiné plus loin.

Dans ce cas, le second membre de l'équation précédente est une constante. Le courant dans la bobine augmente linéairement. Comme on a choisi le mode continu, le courant initial n'est pas nul. Sa valeur n'est pas connue à ce stade du raisonnement puisqu'elle dépend de l'ensemble du régime permanent. Si on la nomme I_m, on peut écrire :

$$i_L = \frac{v_E - v_S}{L} t + I_m$$

À l'instant t_1, on commande le blocage du transistor et la diode se met à conduire comme on l'a expliqué plus haut. Le courant dans la bobine circule donc aussi dans la diode. Le montage peut être représenté par un schéma simplifié (*figure 7.4*).

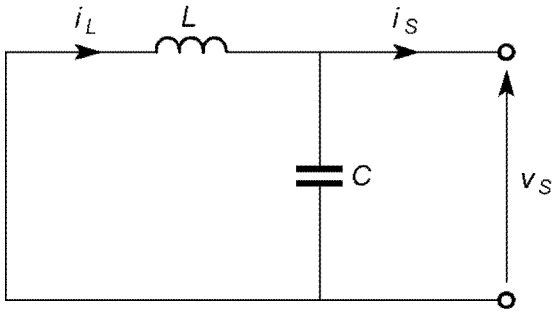


Figure 7.4 – Schéma équivalent lorsque l'interrupteur est ouvert.

La relation entre tension et courant pour la bobine s'écrit :

$$L \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = -v_S$$

L'intensité au début de la phase étudiée n'est pas connue pour l'instant, on la nomme I_M. En changeant de repère pour placer une nouvelle origine des temps à l'instant de blocage du transistor, on obtient :

$$i_L = -\frac{v_S}{L} t' + I_M$$

Deux relations traduisent que le courant dans la bobine ne subit pas de discontinuité lors des changements de phase et que le fonctionnement est périodique

puisque le régime permanent est atteint :

$$I_M = \frac{v_E - v_S}{L} t_1 + I_m$$

$$I_m = -\frac{v_S}{L} t_2 + I_M$$

En éliminant I_m et I_M, on peut exprimer le rapport des tensions en fonction des durées :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1}{t_1 + t_2} = \alpha$$

La commande de la tension de sortie est très facile : il suffit de modifier le rapport cyclique de la commutation de l'interrupteur. La caractéristique correspondante est un segment de droite (*figure 7.5*).

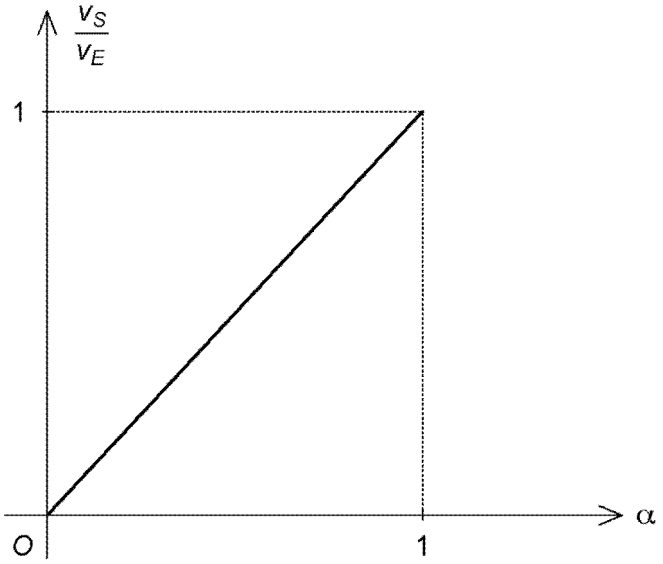


Figure 7.5 – Caractéristique de commande.

L'ondulation crête à crête du courant dans la bobine est :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_E - v_S}{L} t_1$$

soit, en fonction du rapport cyclique et de la fréquence :

$$\Delta i_L = \frac{(1 - \alpha)\, v_S}{L f_c}$$

Il est possible d'obtenir la relation donnant le rapport des tensions de manière plus simple. En effet, la tension aux bornes d'une bobine a une valeur moyenne nulle en régime permanent :

$$\langle v_L \rangle = 0$$

Cela se traduit par l'égalité des aires hachurées sur la courbe :

$$(v_E - v_S)\, \alpha T = v_S\, (1 - \alpha)\, T$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Il en résulte immédiatement :

$$\frac{v_S}{v_E} = \alpha$$

On a considéré jusqu'à présent que la tension de sortie était bien constante. En réalité, une petite ondulation se superpose à la composante continue, mais elle est pratiquement invisible à l'échelle considérée. Le courant dans le condensateur est :

$$i_C = i_L - i_S$$

La charge étant équivalente à une résistance R_L, on peut considérer que i_S est constant puisque l'ondulation de v_S est très faible devant sa composante continue et que :

$$i_S = \frac{v_S}{R_L}$$

Or, la relation entre courant et tension pour le condensateur s'écrit :

$$i_C = C\frac{dv_S}{dt}$$

On peut alors tracer l'allure de la tension v_S en agrandissant l'ondulation (*figure 7.6*).

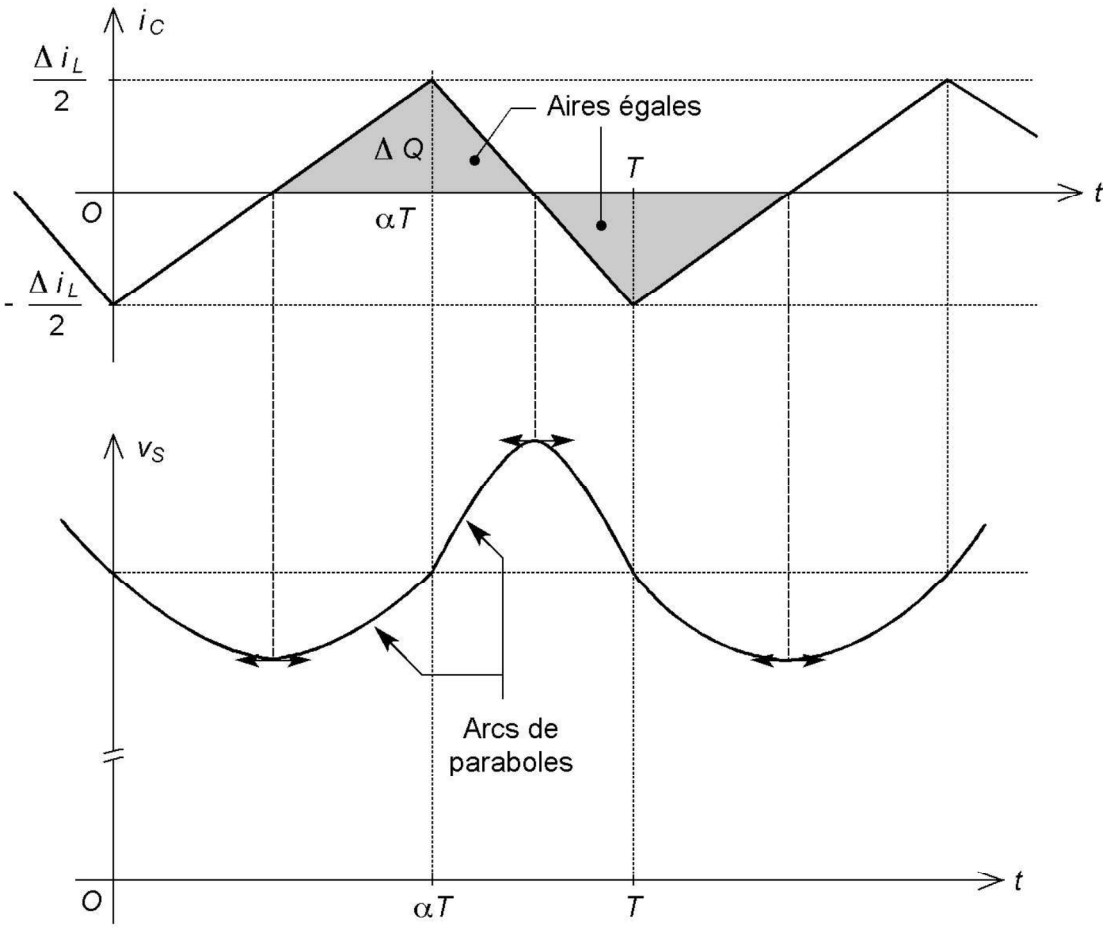


Figure 7.6 – Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

La courbe est formée d'arcs de paraboles qui se raccordent lors des changements de phase. Un extremum apparaît à chaque annulation du courant dans le condensateur. La valeur moyenne du courant dans le condensateur est nulle en régime permanent. Cela se traduit par l'égalité des aires hachurées sur la courbe. L'ondulation crête-à-crête Δv_S de la tension de sortie est due à une variation ΔQ de la quantité de charge emmagasinée dans le condensateur :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

Cette variation de charge est représentée par l'aire d'un triangle sur la figure :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{\Delta i_L}{2}\frac{T}{2}$$

ce qui donne :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta i_L}{8Cf_c}$$

En remplaçant Δi_L par son expression, on arrive à :

$$\Delta v_S = \frac{(1-\alpha)\,v_S}{8LCf_c^2}$$

À partir de l'étude précédente, on peut procéder au choix des composants. Le cahier des charges du montage impose le taux d'ondulation de la tension de sortie. Celui-ci dépend de l'inductance L, de la capacité C et de la fréquence de commutation f_c. Il faut trouver un compromis entre ces paramètres. Une fréquence élevée est intéressante car elle permet d'avoir des valeurs de L et C assez faibles. Toutefois, la fréquence est limitée par les performances de l'interrupteur. En effet, celui-ci doit avoir des temps de commutation beaucoup plus faibles que les durées des phases du fonctionnement du convertisseur. Une évolution rapide des qualités des transistors de commutation a permis une augmentation de la fréquence de commutation. On utilise suivant les cas quelques dizaines ou quelques centaines de kilohertz. On atteint même le mégahertz pour certains circuits. Une fois la fréquence (ou le domaine de fréquences) fixée, il reste à choisir L et C. Il faut faire un choix qui donne un ordre de grandeur raisonnable pour les deux éléments, tant au point de vue encombrement que performances et prix. On s'impose en général un taux d'ondulation du courant dans la bobine (quelques dizaines de pour cent) et on calcule L :

$$L = \frac{(1-\alpha)\,v_S}{f_c \Delta i_L}$$

Il s'agit là d'une valeur minimale. On prend une certaine marge de sécurité et on choisit la bobine dans une série existante, ou on spécifie le cahier des charges pour sa fabrication. Il faut évidemment que cet élément soit conçu pour fonctionner correctement pour le courant maximal (problème de saturation du noyau) et pour la fréquence employée (choix du matériau ferromagnétique).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On calcule ensuite la capacité minimale qui permet d'assurer le taux d'ondulation exigé pour la tension de sortie :

$$C = \frac{(1-\alpha)\,v_S}{8Lf_c^2\Delta v_S}$$

On prend alors une valeur nominale avec une marge de sécurité. Il faut également que les qualités du condensateur soient satisfaisantes pour le rôle qui lui est attribué (voir plus loin l'importance des défauts des composants). À la fin du processus, il peut parfois être nécessaire de revenir sur le choix de Δi_L afin d'assurer un meilleur compromis entre L et C.

Pour l'interrupteur (qui peut être un transistor bipolaire, un montage Darlington ou un transistor MOS), les principales contraintes portent sur la tension maximale et le courant maximal :

$$v_{T\,max} = v_E$$
$$i_{T\,max} = i_S + \frac{(1-\alpha)\,v_S}{2Lf_c}$$

Pour la diode, on précise la tension inverse maximale, le courant maximal et le courant moyen :

$$|v_D|_{max} = v_E$$
$$i_{D\,max} = i_S + \frac{(1-\alpha)\,v_S}{2Lf_c}$$
$$< i_D >= (1-\alpha)\,i_S$$

Ensuite, le choix important pour ces éléments est celui de leur rapidité. Nous avons vu plus haut qu'une fréquence élevée permet de diminuer L et C. Il s'agit d'un compromis avec le choix de l'interrupteur. Suivant le domaine de puissance du convertisseur, les solutions adoptées sont assez différentes.

Un paramètre important est ici le prix de revient global du montage, les transistors puissants et rapides étant relativement chers. Pour la diode, on emploie, selon la fréquence des commutations, des composants plus ou moins rapides (voir plus loin la section 7.4 concernant le choix des composants).

Jusqu'à présent, tous les composants étaient idéalisés. Les relations obtenues sont en général suffisantes car les choix se font toujours avec une certaine marge de sécurité. Il est cependant utile d'étudier l'influence de quelques défauts des composants.

En premier lieu, le transistor saturé présente entre ses bornes une tension V_{sat} qui n'est pas tout à fait nulle : elle vaut de quelques dixièmes de volts à quelques volts suivant le composant et l'ordre de grandeur du courant. Cette tension résiduelle est particulièrement importante pour un montage Darlington. De même, la diode passante présente une tension V_D du même ordre à ses bornes (*figure 7.7*).

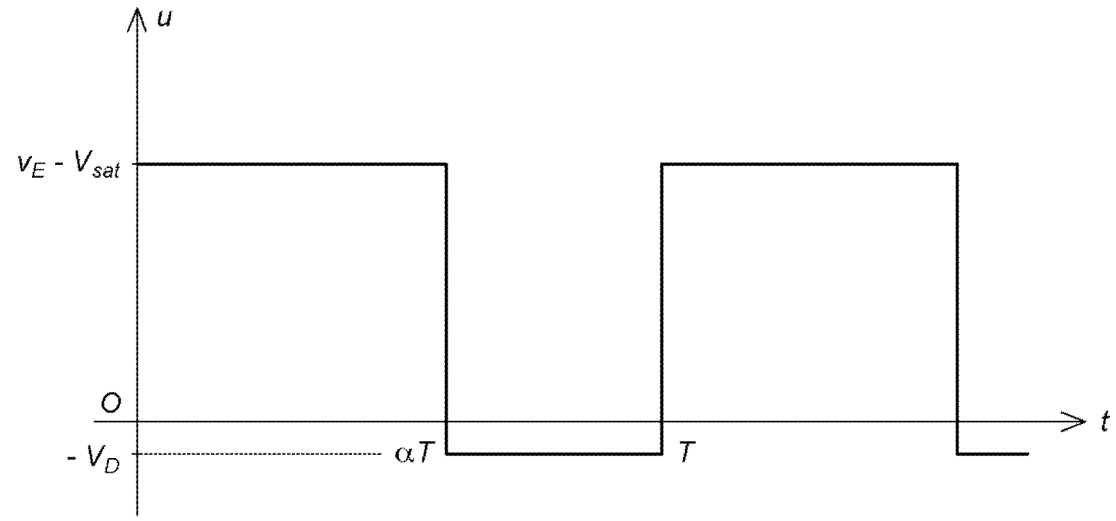


Figure 7.7 – Influence du seuil de la diode et de la tension de saturation du transistor.

La tension de sortie est toujours égale à la valeur moyenne de u, soit :

$$v_S = \alpha\,(v_E - V_{sat}) - (1 - \alpha)\,V_D$$

Inversement, le rapport cyclique nécessaire pour obtenir une tension donnée est :

$$\alpha = \frac{v_S + V_D}{v_E - V_{sat} + V_D}$$

Une formule plus précise peut être obtenue pour le choix de L. L'équation de i_L dans l'intervalle $[0, T]$ est :

$$i_L = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{L} t + I_m$$

On en déduit l'expression de Δi_L :

$$I_M = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{L} \alpha T + I_m$$

$$\Delta i_L = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{L f_c} \frac{v_S + V_D}{v_E - V_{sat} + V_D}$$

La nouvelle formule pour L est ainsi :

$$L = \frac{1}{\Delta i_L f_c} \frac{(v_E - V_{sat} - v_S)\,(v_S + V_D)}{v_E - V_{sat} + V_D}$$

Ce calcul permet de dimensionner L de façon plus précise lorsque l'on souhaite réduire les marges de sécurité employées. On peut également chiffrer le rendement du convertisseur (qui est de 100 % avec des composants idéaux). Si la fréquence de fonctionnement est faible, les pertes sont dues à la consommation statique du circuit. La valeur moyenne du courant d'entrée est :

$$\langle i_E \rangle = \alpha i_S$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le rendement s'exprime par :

$$\eta = \frac{\langle v_S i_S \rangle}{\langle v_E i_E \rangle} = \frac{v_S i_S}{v_E \langle i_E \rangle}$$

$$\eta = \frac{v_S (v_E - V_{sat} + V_D)}{v_E (v_S + V_D)}$$

Le rendement réel est toutefois inférieur à celui qui peut être calculé par cette formule. En effet, des pertes non négligeables se produisent lors des commutations, particulièrement lorsque la fréquence de découpage est élevée. Malgré cela, on arrive à des rendements de l'ordre de 70 à 90 %.

Exemple

On souhaite obtenir du 12 V à partir d'une alimentation principale de 24 V. Le courant consommé est de 1 A. Une première solution est un régulateur linéaire. Le rendement est alors à peu près :

$$\eta_1 = \frac{12}{24} = 50\ \%$$

Si l'on utilise un convertisseur à découpage et que les pertes de commutation sont faibles, on obtient :

$$\eta_2 = \frac{12 \times (24 - 1 + 1)}{24 \times (12 + 1)} = 92\ \%$$

On voit évidemment l'intérêt du découpage pour la fonction de conversion de tension continue, particulièrement lorsque la chute de tension à obtenir est élevée.

Un défaut qui peut avoir beaucoup d'importance est la résistance série du condensateur (*figure 7.8*).

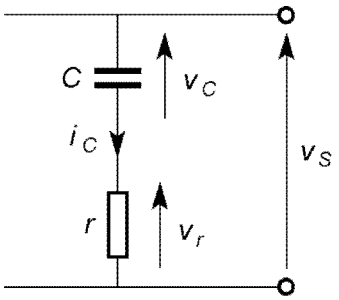


Figure 7.8 – Modèle du condensateur prenant en compte sa résistance série.

La tension de sortie est alors :

$$v_S = v_C + v_r$$

v_C a la même forme que la tension de sortie obtenue avec un condensateur idéal, et v_r a la même forme que le courant i_C (*figure 7.9*) :

$$v_r = r i_C$$

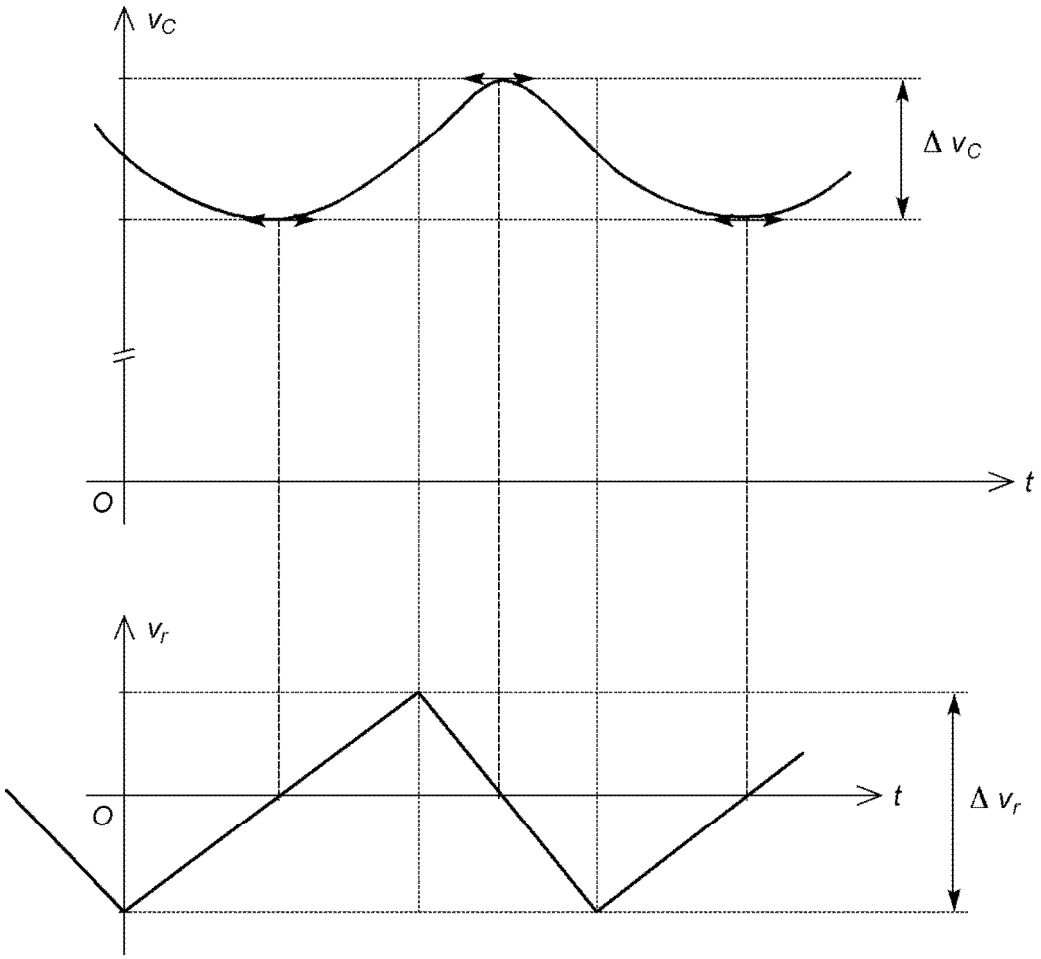


Figure 7.9 – Influence de la résistance série du condensateur.

La résistance série du condensateur a pour effet d'augmenter l'ondulation résiduelle en sortie. Il en résulte qu'il ne sert à rien d'utiliser des capacités très élevées si les condensateurs ne sont pas des modèles prévus pour cet usage. Même lorsque l'ondulation de v_C est très réduite, il reste au moins l'ondulation de v_r :

$$\Delta v_r = r\Delta i_L$$

Il est parfois intéressant de brancher plusieurs condensateurs en parallèle à la place d'un élément unique de capacité élevée, cela permet de réduire la résistance équivalente. Lorsque les deux sources d'ondulation agissent simultanément, leurs amplitudes ne se composent pas de manière simple puisque les extremums ne se correspondent pas.

Fonctionnement en mode discontinu

Dans ce cas, l'énergie emmagasinée dans la bobine est totalement consommée à chaque période. Il apparaît donc une phase où le courant est nul (*figure 7.10*).

Dans la première phase, le transistor est saturé et la diode bloquée. On a donc :

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = v_E - v_S$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

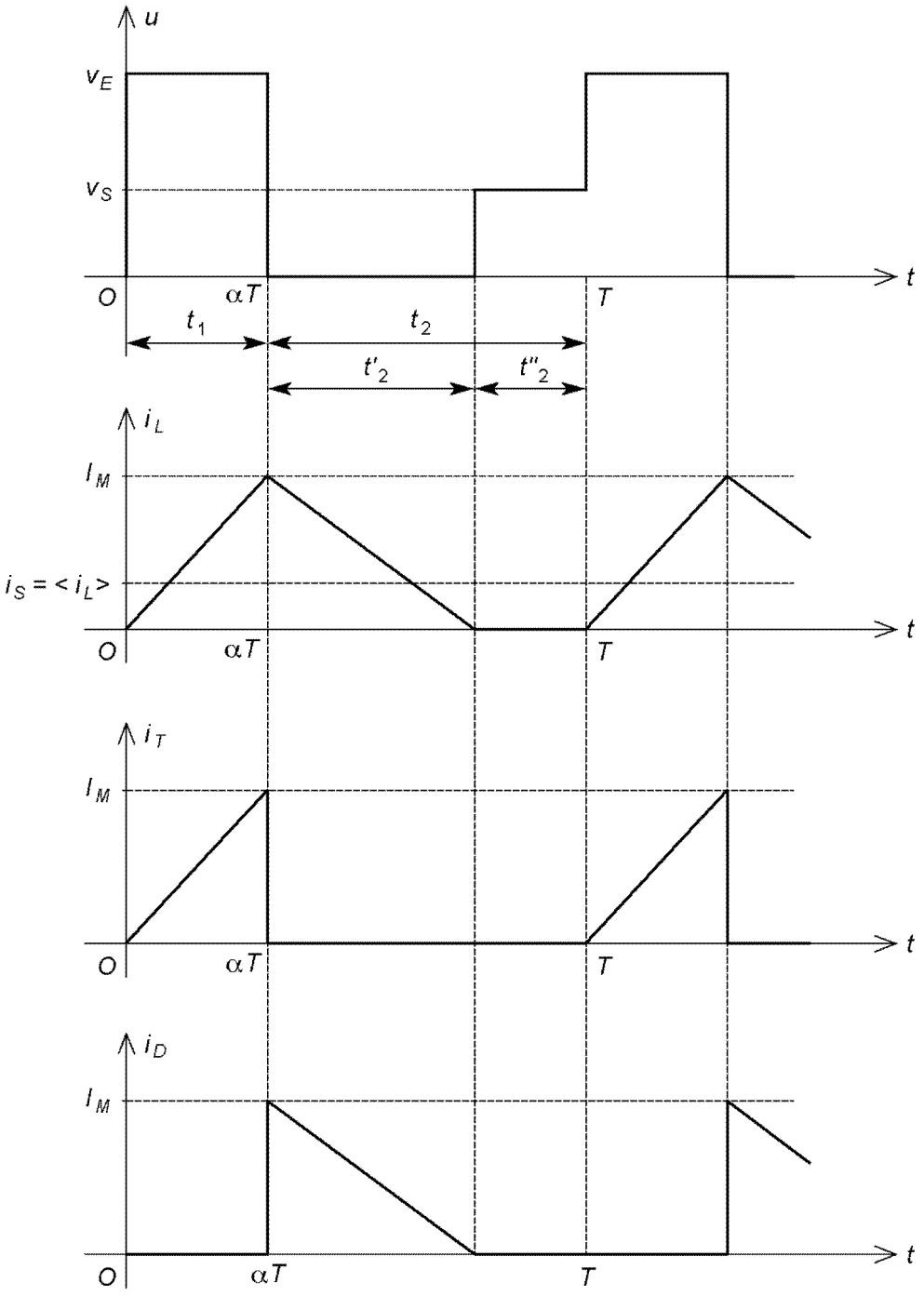


Figure 7.10 – Chronogrammes du convertisseur abaisseur en mode continu.

Comme le courant dans la bobine est nul en fin de chaque période, cette phase part de $i_L = 0$, donc :

$$i_L = \frac{v_E - v_S}{L} t$$

À l'instant t_1, on commande le blocage de l'interrupteur. La diode devient passante et l'équation est :

$$L \frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = -v_S$$

En prenant une origine des temps au début de la phase étudiée et en appelant I_M le maximum du courant, on a :

$$i_L = I_M - \frac{v_S}{L}t'$$

Au bout d'une durée t'_2, l'énergie stockée dans la bobine est entièrement consommée. La durée t_2 de blocage du transistor étant supérieure, il reste une phase de durée t''_2 où le courant est nul. La diode est bloquée par absence de courant et la tension u devient égale à v_S. L'intensité maximale est fixée par la durée de conduction du transistor :

$$I_M = \frac{v_E - v_S}{L}t_1$$

La durée de conduction de la diode est alors imposée puisque :

$$0 = I_M - \frac{v_S}{L}t'_2$$

$$t'_2 = \left(\frac{v_E}{v_S} - 1\right)t_1$$

On peut alors écrire :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1}{t_1 + t'_2}$$

Ce rapport n'est pas indépendant de la charge comme en mode continu. En effet, l'intensité moyenne dans la bobine est égale au courant de sortie :

$$\langle i_L \rangle = i_S$$

Cette condition s'écrit :

$$\frac{1}{2}I_M\left(t_1 + t'_2\right) = i_S T$$

$$\frac{1}{2}\frac{v_S}{L}t'_2\left(t_1 + t'_2\right) = i_S T$$

$$t'^2_2 + t_1 t'_2 - \frac{2LTi_S}{v_S} = 0$$

On a un trinôme du second degré en t'_2 dont la seule racine positive est :

$$t'_2 = \frac{-t_1 + \sqrt{t_1^2 + \dfrac{8LTi_S}{v_S}}}{2}$$

En remplaçant t'_2 dans la première relation, on obtient :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{2t_1}{t_1 + \sqrt{t_1^2 + \dfrac{8LTi_S}{v_S}}}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On peut alors en déduire l'expression de v_S en fonction de i_S pour une valeur donnée de v_E :

$$v_S = \frac{t_1^2 v_E^2}{t_1^2 v_E + 2LTi_S}$$

En introduisant le rapport cyclique α du générateur de commande, on peut écrire :

$$v_S = \frac{\alpha^2 v_E^2}{\alpha^2 v_E + 2L f_c i_S}$$

La courbe représentant v_S en fonction de i_S est alors un arc d'hyperbole. Par contre, en mode continu, cette courbe est un segment de droite horizontal. La limite entre les deux types de fonctionnement correspond à :

$$I_m = 0$$

soit :

$$i_S = \frac{\Delta i_L}{2}$$

$$i_S = \frac{(1-\alpha)\, v_S}{2L f_c}$$

En éliminant α, on arrive à :

$$i_S = \frac{1}{2L f_c}\left(v_S - \frac{v_S^2}{v_E}\right)$$

C'est l'équation d'un arc de parabole dans le plan des caractéristiques de sortie. On peut alors tracer l'ensemble des courbes v_S en fonction de i_S avec α pour paramètre, la valeur de v_E étant imposée (*figure 7.11*).

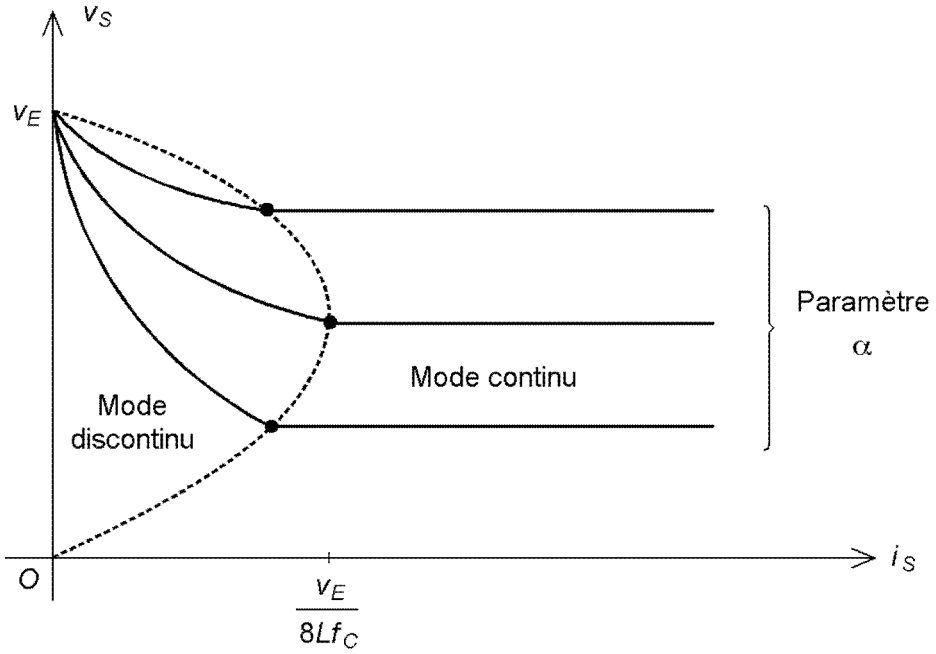


Figure 7.11 – Caractéristiques de sortie.

Pour déterminer l'ondulation de la tension de sortie, on considère le courant dans le condensateur (*figure 7.12*).

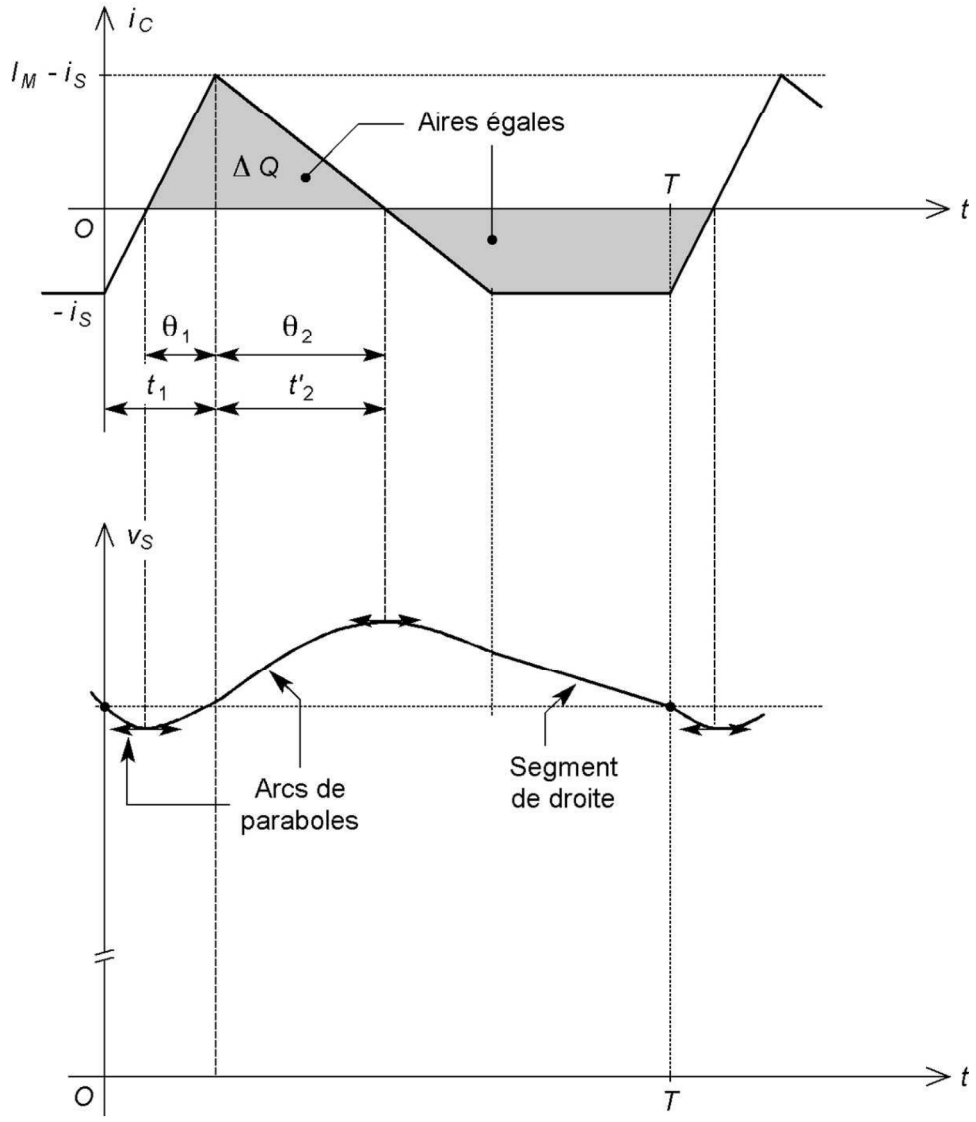


Figure 7.12 – Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

La variation de la charge du condensateur est :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}(I_M - i_S)(\theta_1 + \theta_2)$$

Les durées θ_1 et θ_2 s'écrivent :

$$\theta_1 = \frac{I_M - i_S}{I_M} t_1$$

$$\theta_2 = \frac{I_M - i_S}{I_M} t'_2$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On en déduit :

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{(I_M - i_S)^2}{I_M}\left(t_1 + t_2'\right)$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2}\frac{(I_M - i_S)^2}{I_M}\frac{v_E}{v_S}t_1$$

La variation de tension correspondante est :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

soit :

$$\Delta v_S = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2CI_M}\frac{v_E}{v_S}$$

Les formules de choix des éléments L et C sont alors :

$$L = \frac{v_E - v_S}{I_M}t_1$$

$$C = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2I_M \Delta v_S}\frac{v_E}{v_S}$$

Si le courant i_S est variable, le cas le plus défavorable se produit quand il est pratiquement nul. Il faut donc choisir :

$$C = \frac{I_M t_1}{2\Delta v_S}\frac{v_E}{v_S}$$

Les caractéristiques du montage sont très différentes selon que le mode de fonctionnement est continu ou discontinu. De ce fait, on ne passe pas d'un mode à l'autre pour un convertisseur donné. Le choix d'un type de fonctionnement dépend d'un certain nombre d'impératifs et les deux solutions sont rencontrées.

Le mode discontinu a l'avantage d'une rapidité de réponse aux variations de charge et de tension d'entrée, ainsi qu'une relative simplicité des circuits de commande. Par contre, il a l'inconvénient de conduire à des pointes de courant importantes dans la bobine, ce qui a des conséquences sur les contraintes auxquelles sont soumis le transistor et la diode. De plus, le filtrage exige un condensateur de capacité relativement élevée. Ce type de fonctionnement est utilisé pour un certain nombre de convertisseurs de tension de petite puissance.

Le mode continu a l'avantage de travailler avec un courant moins ondulé, donc de diminuer les contraintes sur le transistor et la diode et d'exiger un condensateur de plus faible capacité. Par contre, la bobine doit avoir une inductance plus élevée et les réponses transitoires sont plus lentes. C'est le type de fonctionnement le plus répandu dans tous les domaines d'application et particulièrement pour des puissances de sortie importantes.

7.1.2 Convertisseur élévateur

Les éléments précédents sont dans une configuration différente (*figure 7.13*).

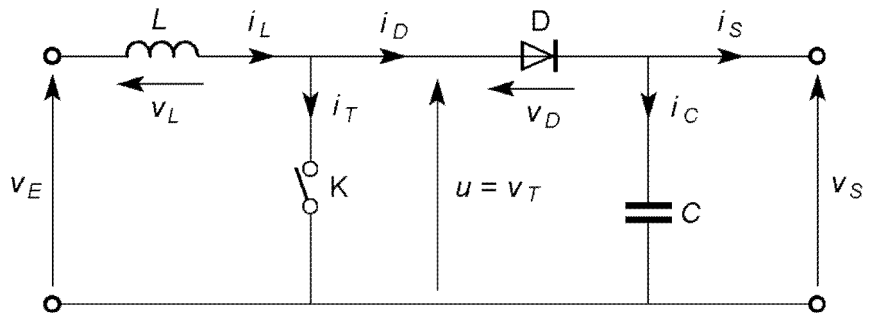


Figure 7.13 – Convertisseur élévateur.

On retrouve les deux modes de fonctionnement possibles selon que l'énergie emmagasinée dans la bobine est totalement utilisée dans une période ou non. Pour les mêmes raisons que précédemment, la diode se met immédiatement à conduire lorsque le transistor se bloque, assurant ainsi la continuité du courant dans la bobine.

Fonctionnement en mode continu

Le courant ne s'annule pas (*figure 7.14*).

Dans la première phase, on commande la conduction du transistor. La tension u à ses bornes est nulle et on peut tracer un schéma simplifié (*figure 7.15*).

Pour la bobine, on a :

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = v_E$$

soit, après intégration :

$$i_L = \frac{v_E}{L}t + I_m$$

Ce courant s'écoule par l'interrupteur fermé. Quand on commande le blocage du transistor débute une deuxième phase. Le schéma équivalent est modifié (*figure 7.16*).

La relation entre tension et courant pour la bobine s'écrit :

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = v_E - v_S$$

ce qui donne :

$$i_L = -\frac{v_S - v_E}{L}t' + I_M$$

Deux relations traduisent les conditions de raccordement des deux phases :

$$I_M = \frac{v_E}{L}t_1 + I_m$$

$$I_m = -\frac{v_S - v_E}{L}t_2 + I_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

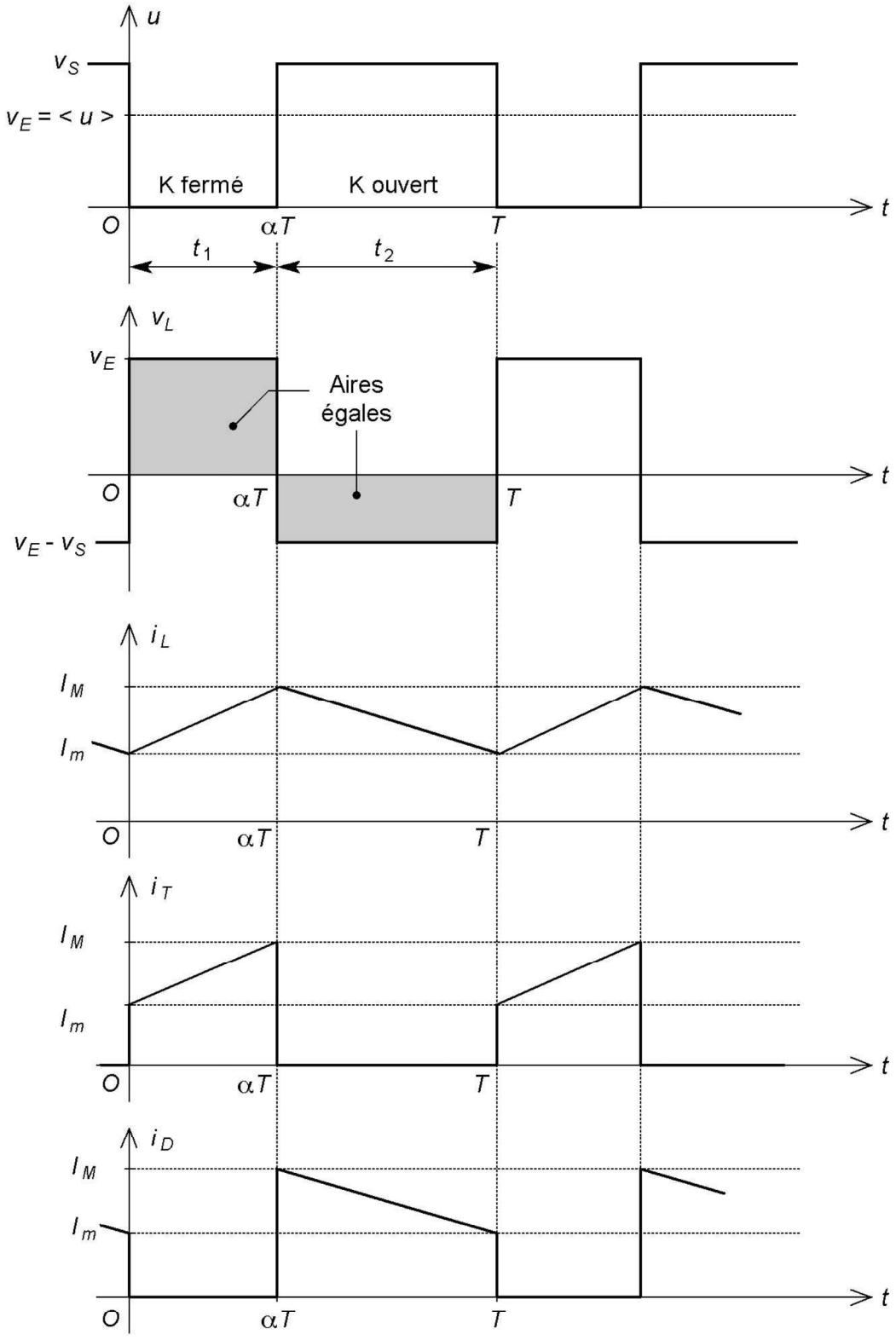


Figure 7.14 – Chronogrammes du convertisseur élévateur en mode continu.

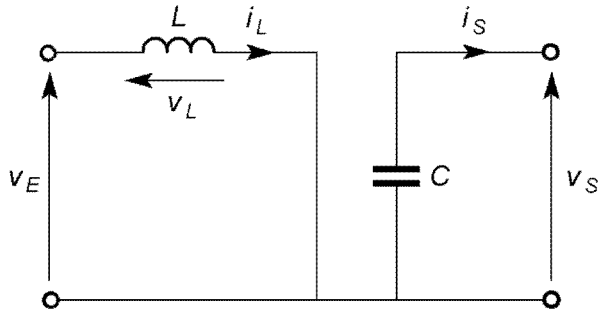


Figure 7.15 – Schéma équivalent lorsque *K* est fermé.

L'élimination de I_m et I_M conduit à :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1 + t_2}{t_2}$$

soit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

D'autre part, l'ondulation crête-à-crête du courant dans la bobine est :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_E}{L} t_1$$

soit :

$$\Delta i_L = \frac{(1 - \alpha)\,\alpha v_S}{L f_c}$$

La relation donnant le rapport des tensions peut être obtenue plus simplement en écrivant que la valeur moyenne de la tension aux bornes d'une bobine est nulle en régime permanent :

$$\langle v_L \rangle = 0$$

Cela se traduit par l'égalité des aires hachurées sur la courbe :

$$v_E \alpha T = (v_S - v_E)\,(1 - \alpha)\,T$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{1}{1 - \alpha}$$

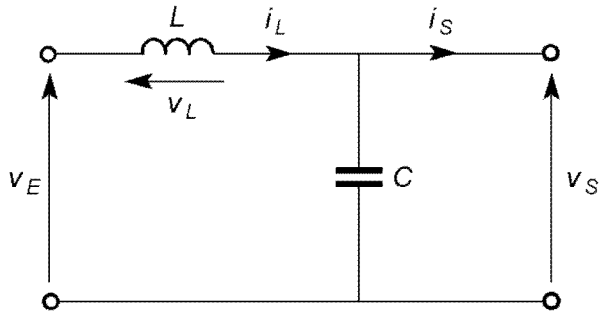


Figure 7.16 – Schéma équivalent lorsque *K* est ouvert.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La courbe correspondante est la caractéristique de commande du montage (*figure 7.17*).

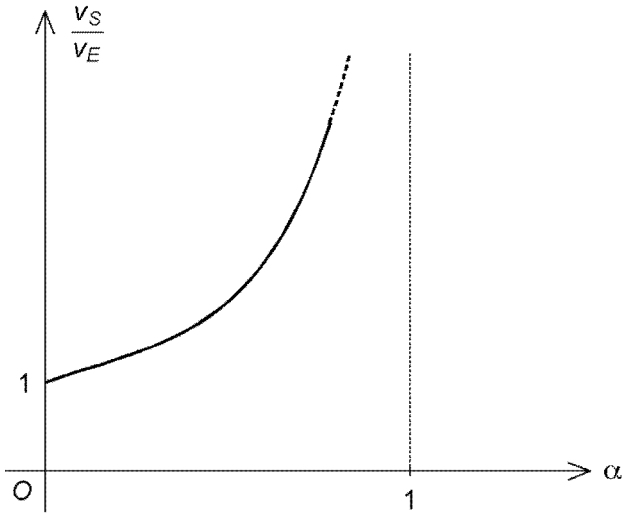


Figure 7.17 – Caractéristique de commande.

Toutefois, les tensions de sortie très élevées qui apparaissent théoriquement au voisinage de $\alpha = 1$ ne sont pas atteintes en raison des imperfections des composants.

Pour déterminer l'ondulation de la tension de sortie, on trace la courbe du courant dans le condensateur :

$$i_C = i_D - i_S$$

On en déduit v_S en écrivant :

$$i_C = C\frac{\mathrm{d}v_S}{\mathrm{d}t}$$

Dans les phases où l'intensité i_C est constante, v_S évolue linéairement. Par contre, dans les phases où i_C décroît linéairement, v_S est représentée par un arc de parabole (*figure 7.18*).

L'ondulation crête-à-crête de la tension de sortie est :

$$\Delta v_S = \frac{i_S \alpha T}{C}$$

Les formules qui permettent de déterminer L et C sont donc :

$$L = \frac{(1-\alpha)\,\alpha v_S}{f_c \Delta i_L}$$

$$C = \frac{\alpha i_S}{f_c \Delta v_S}$$

Quant aux contraintes sur le transistor et la diode, elles s'écrivent :

$$v_{T\,max} = v_S$$

$$i_{T\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\,\alpha v_S}{2L f_c}$$

$$|v_D|_{max} = v_S$$

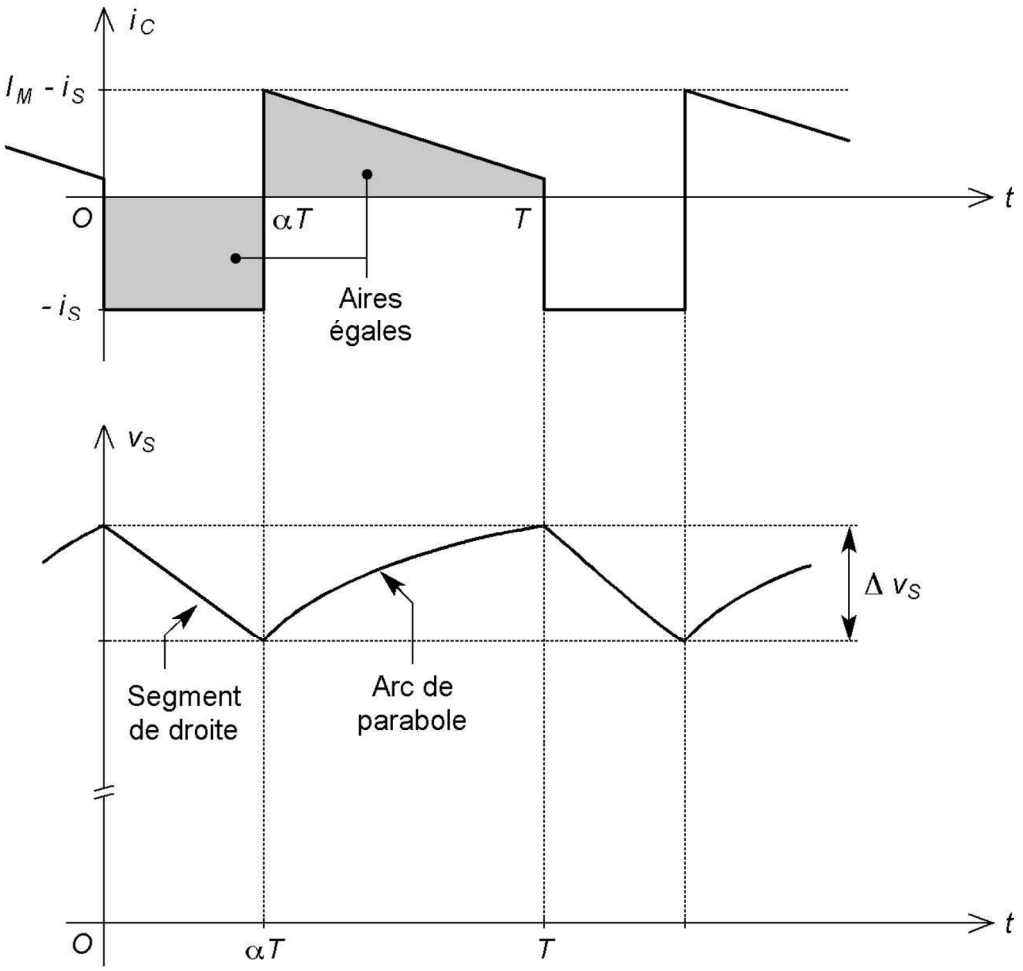


Figure 7.18 – Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

$$i_{D\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\,\alpha v_S}{2L f_c}$$

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

On peut estimer le rendement en tenant compte de la tension de saturation V_{sat} du transistor et de la tension en direct V_D de la diode, à condition de pouvoir négliger les pertes de commutation. Un raisonnement analogue à celui qui a été mené avec le montage abaisseur conduit à :

$$\eta = \frac{v_S\,(v_E - V_{sat})}{v_E\,(v_S + V_D - V_{sat})}$$

La résistance série du condensateur de sortie crée une ondulation supplémentaire (*figure 7.19*).

On a construit la tension v_S en effectuant la somme des tensions v_C et v_r aux bornes des deux éléments du modèle série du condensateur :

$$v_S = v_C + v_r$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

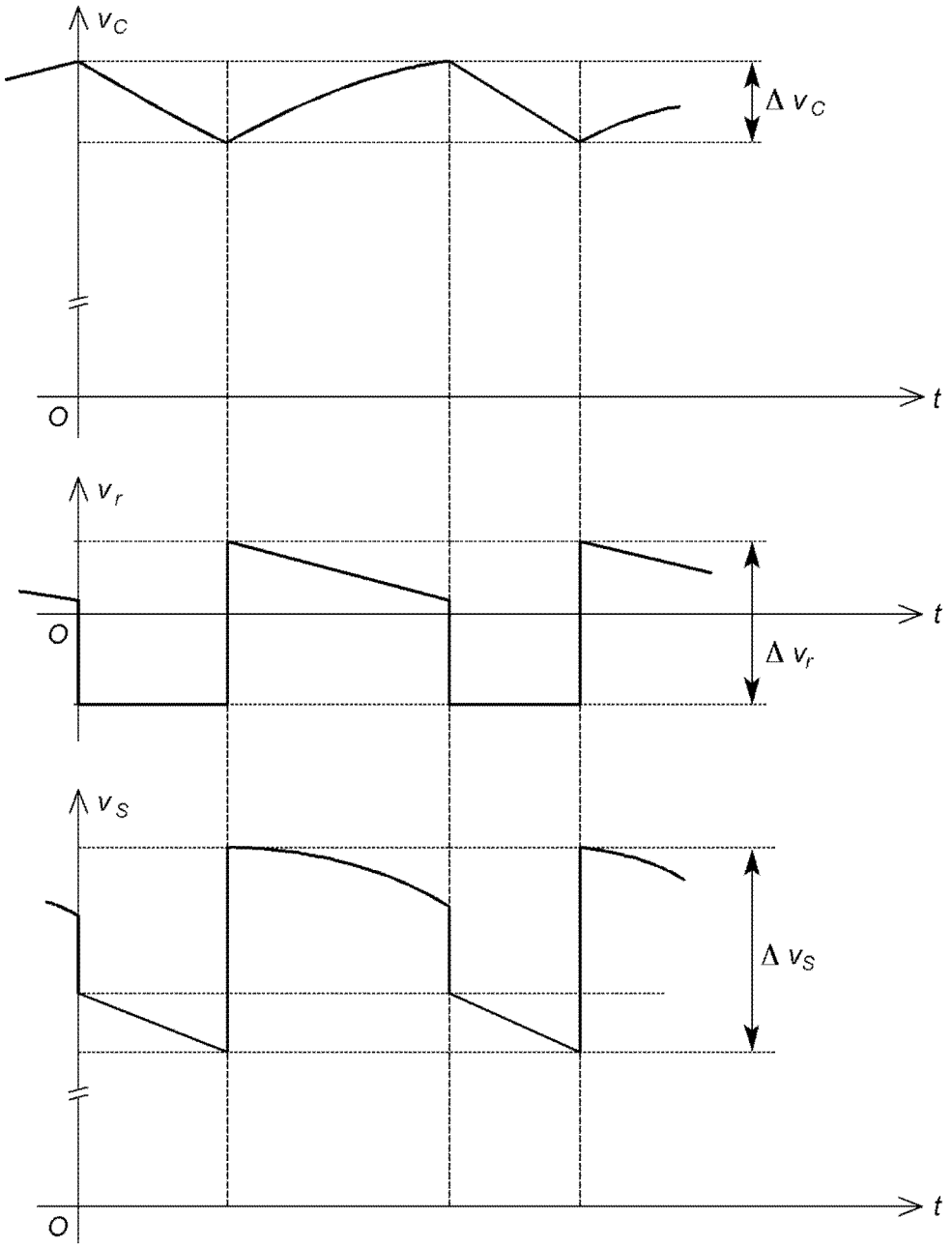


Figure 7.19 – Influence de la résistance série du condensateur.

La courbe a été tracée dans le cas où l'ondulation due à la résistance série est importante, c'est-à-dire que la capacité choisie est suffisamment élevée pour minimiser l'ondulation. L'ondulation crête-à-crête de la tension de sortie est alors due aux discontinuités de v_r :

$$\Delta v_r = rI_M$$

Il est donc ici particulièrement important d'utiliser un condensateur à faible résistance série.

Contrairement au montage abaisseur, le convertisseur élévateur fonctionne avec un courant dans le condensateur qui présente des discontinuités. Cela rend plus difficile le filtrage de la tension de sortie. Par contre, pour le courant d'entrée, les

discontinuités apparaissent dans le montage abaisseur, mais non dans l'élévateur. Ce dernier transmet donc moins de parasites à la source qui fournit la tension d'entrée.

Fonctionnement en mode discontinu

Si l'énergie emmagasinée dans la bobine s'épuise avant la fin de la période, trois phases apparaissent (*figure 7.20*).

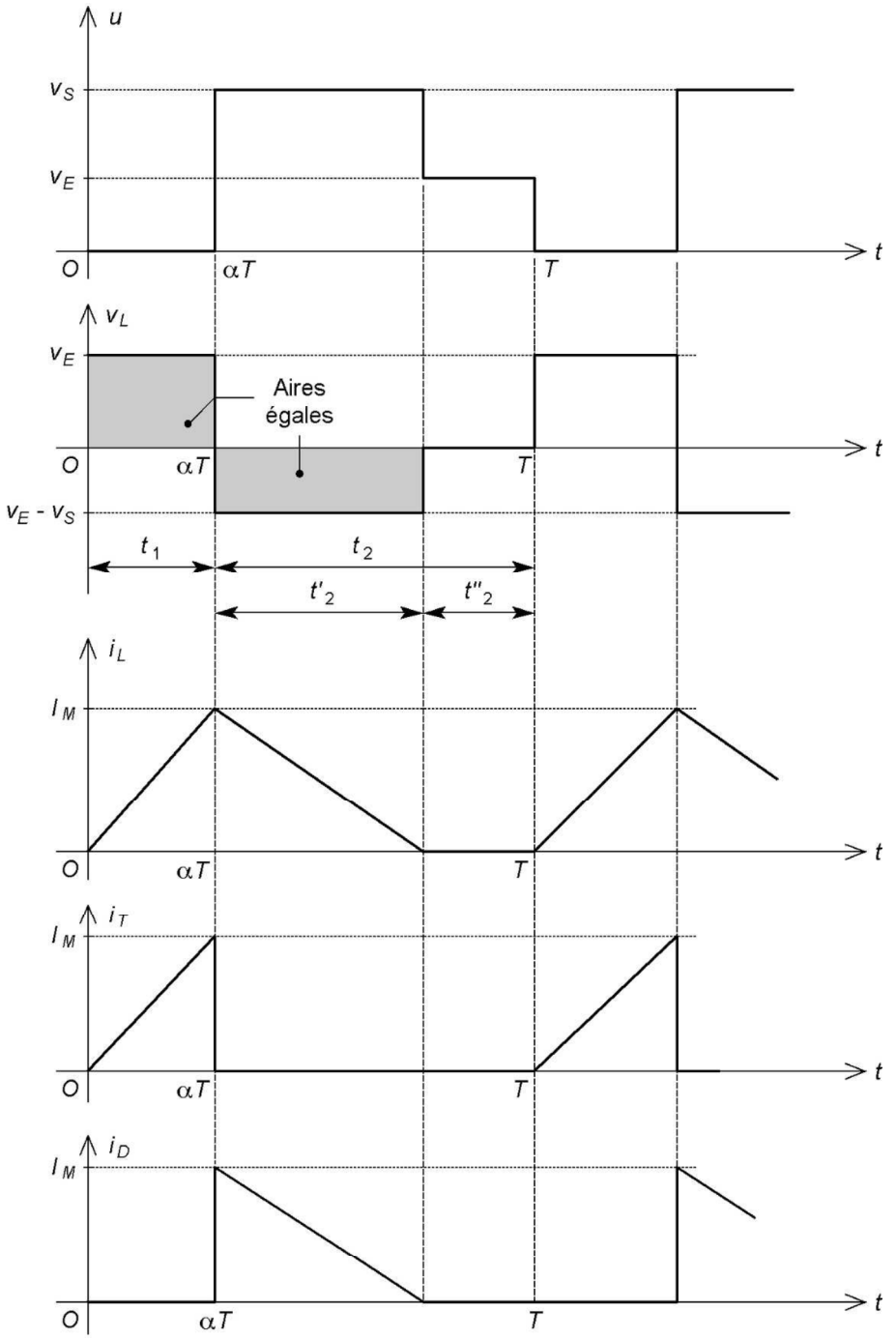


Figure 7.20 – Chronogrammes du convertisseur élévateur en mode discontinu.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Quand le transistor est saturé et la diode bloquée, le courant croît à partir de 0 puisque la bobine était totalement déchargée avant le début de cette phase :

$$i_L = \frac{v_E}{L} t$$

Lorsque l'on a commandé le blocage du transistor, la diode devient passante et le courant décroît :

$$i_L = I_M - \frac{v_S - v_E}{L} t'$$

Au bout d'une durée t'_2, le courant s'annule car l'énergie stockée dans la bobine est entièrement consommée. Jusqu'à la prochaine commande de mise en conduction du transistor, le courant dans la bobine reste nul pendant une durée t''_2. On peut écrire deux expressions pour l'intensité maximale :

$$I_M = \frac{v_E}{L} t_1$$

$$I_M = \frac{v_S - v_E}{L} t'_2$$

On en déduit le rapport des tensions :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{t_1 + t'_2}{t'_2}$$

Cette relation peut également être obtenue en écrivant l'égalité des aires hachurées sur la courbe de v_L :

$$v_E t_1 = (v_S - v_E)\, t'_2$$

L'ondulation de la tension de sortie dépend du choix du condensateur de sortie (*figure 7.21*).

La variation de charge est :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} (I_M - i_S)\, \theta$$

Or, la courbe montre que :

$$\theta = \frac{I_M - i_S}{I_M} t'_2$$

donc :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M} t'_2$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M} \frac{v_E}{v_S - v_E} t_1$$

La variation de tension est alors :

$$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C}$$

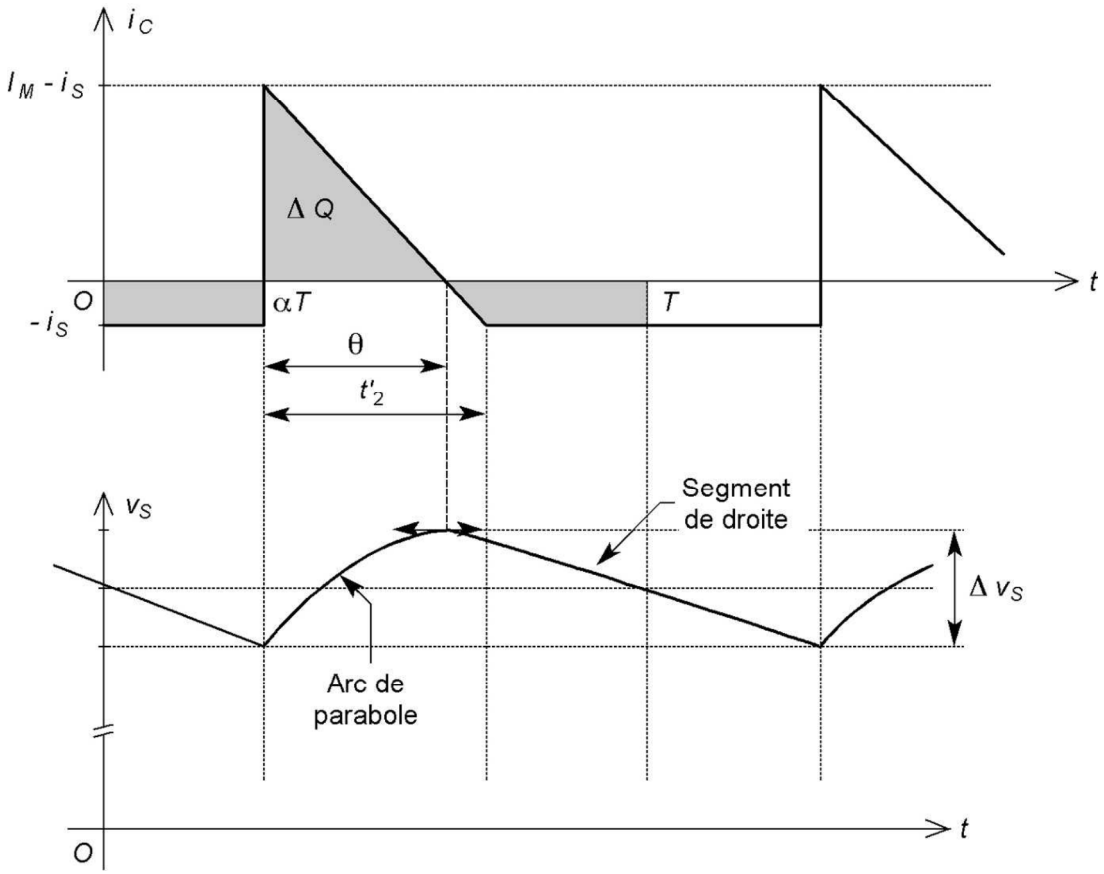


Figure 7.21 – Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

soit :

$$\Delta v_S = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2CI_M} \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

Les formules de choix des composants sont déduites des calculs précédents :

$$L = \frac{v_E}{I_M} t_1$$

$$C = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2I_M \Delta v_S} \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

Quand le courant de sortie est variable, le cas le plus défavorable correspond à $i_S = 0$:

$$C = \frac{I_M t_1}{2\Delta v_S} \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

La résistance série du condensateur peut apporter une ondulation supplémentaire importante (*figure 7.22*).

Lorsque la capacité C est suffisamment élevée pour minimiser l'ondulation correspondante, il reste la contribution de la résistance r dont la valeur crête-à-crête est :

$$\Delta v_r = rI_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

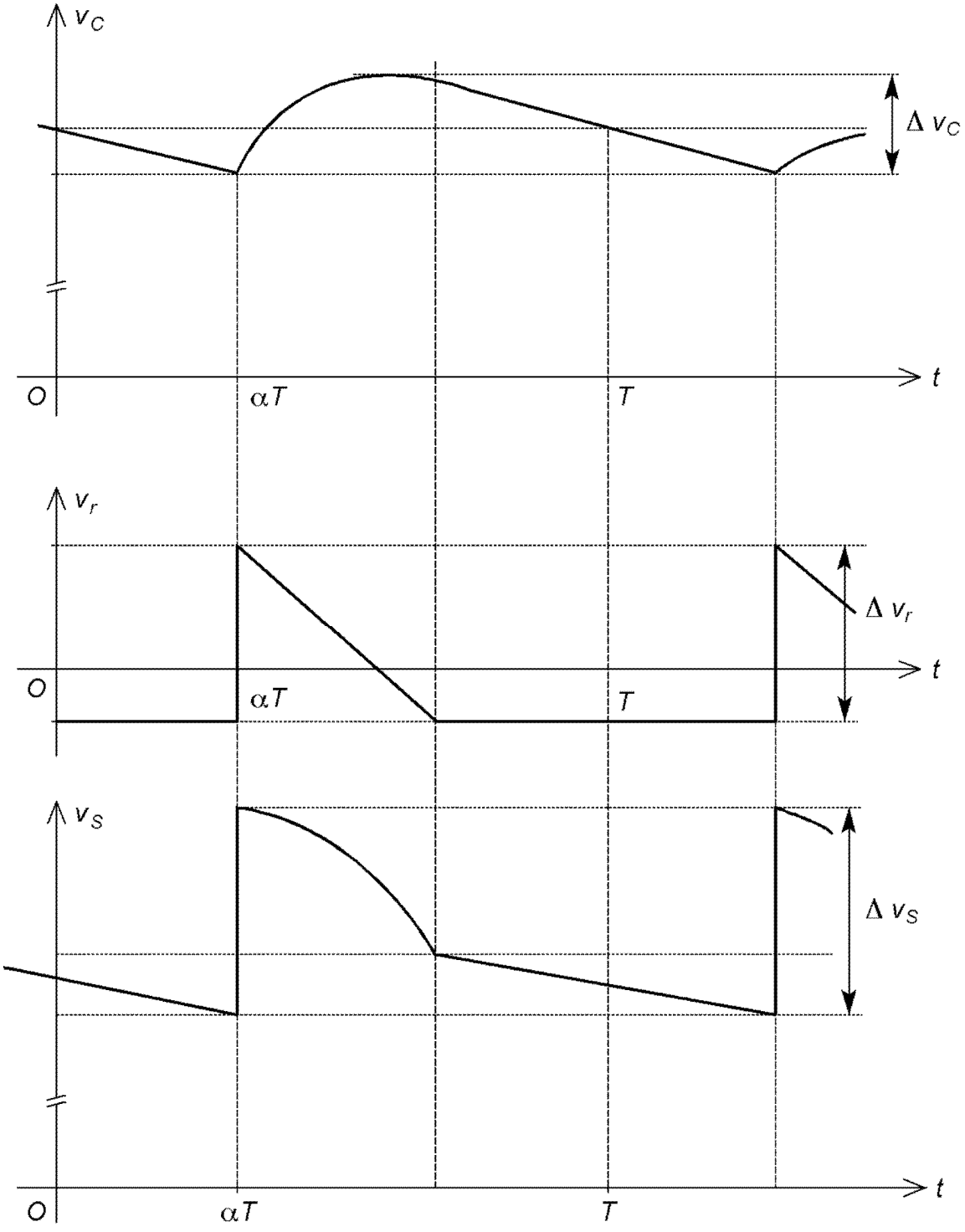


Figure 7.22 – Influence de la résistance série du condensateur.

7.1.3 Convertisseur inverseur

On retrouve toujours les mêmes éléments que précédemment, mais dans une configuration différente (*figure 7.23*).

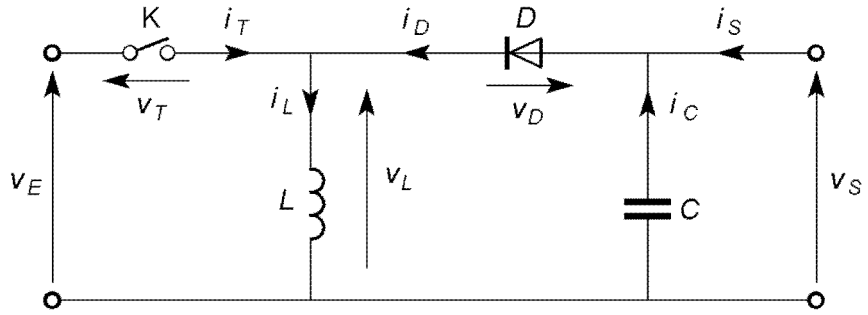


Figure 7.23 – Convertisseur inverseur.

Fonctionnement en mode continu

Le courant ne s'annule pas (*figure 7.24*).

Dans la première phase, on a commandé la conduction du transistor. La tension aux bornes de la bobine est égale à la tension appliquée à l'entrée. Pour le courant, on a :

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = v_E$$

soit, après intégration :

$$i_L = \frac{v_E}{L}t + I_m$$

On peut tracer un schéma équivalent (*figure 7.25*).

La bobine emmagasine l'énergie tandis que c'est le condensateur qui alimente la charge. Quand on bloque l'interrupteur, la diode devient passante pour assurer la continuité de l'énergie magnétique de la bobine et le schéma simplifié est modifié (*figure 7.26*).

La tension aux bornes de la bobine est la tension de sortie. L'énergie magnétique stockée permet d'alimenter le circuit d'utilisation et de recharger le condensateur. Le courant est régi par l'équation :

$$L\frac{\mathrm{d}i_L}{\mathrm{d}t} = v_S$$

ce qui donne :

$$i_L = \frac{v_S}{L}t' + I_M$$

Deux relations traduisent les conditions de continuité :

$$I_M = \frac{v_E}{L}t_1 + I_m$$

$$I_m = \frac{v_S}{L}t_2 + I_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

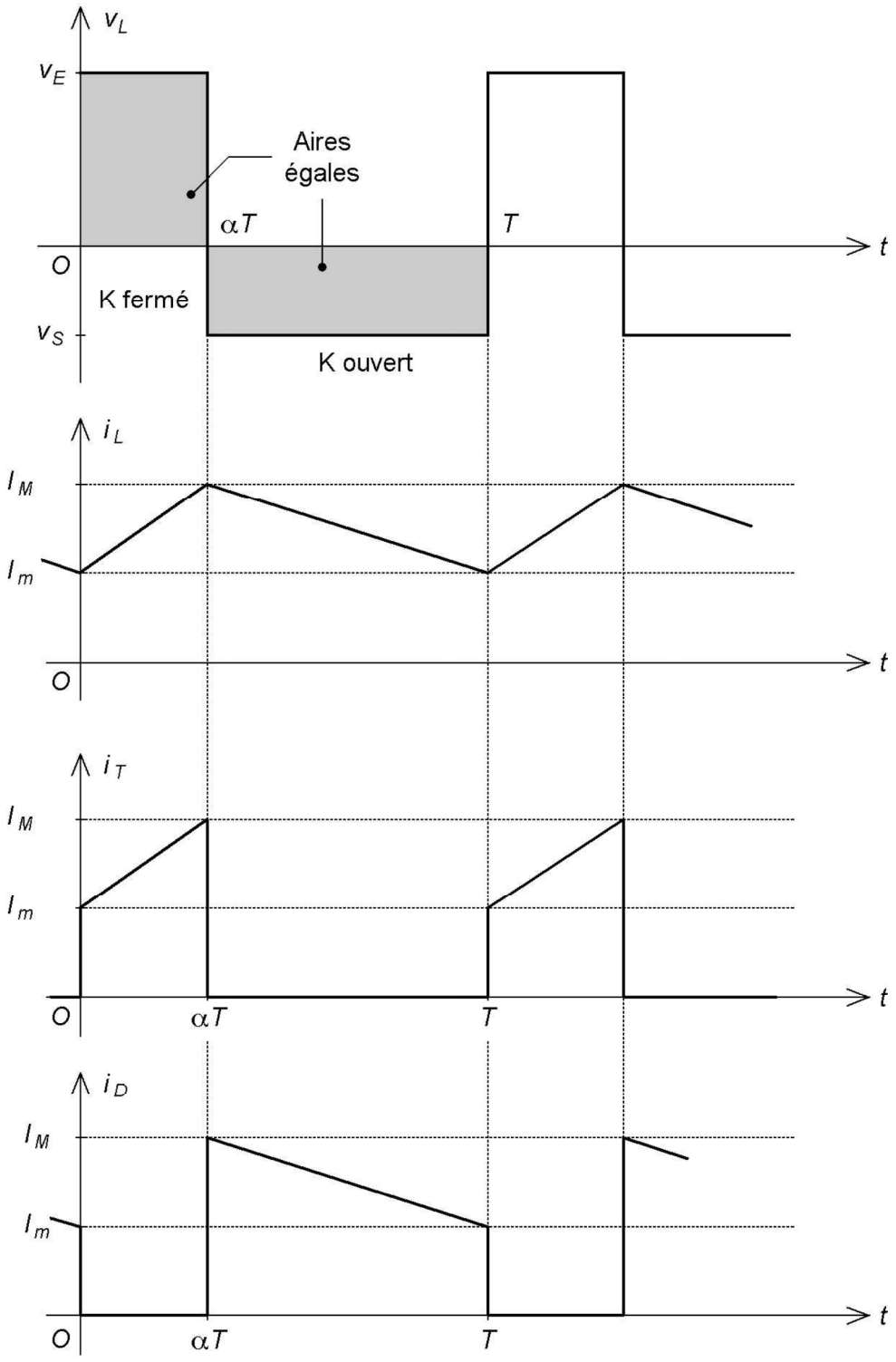


Figure 7.24 – Chronogrammes du convertisseur inverseur en mode continu.

Après élimination de I_m et I_M, on arrive à :

$$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{t_1}{t_2}$$

soit :

$$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

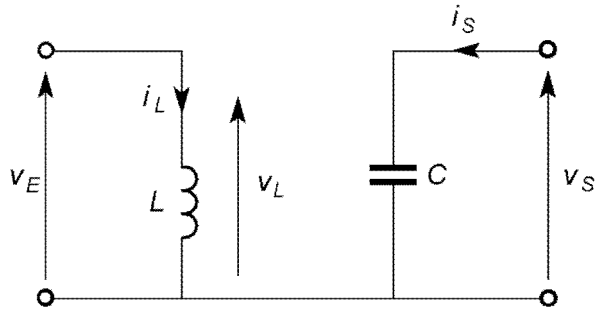


Figure 7.25 – Schéma équivalent lorsque K est fermé.

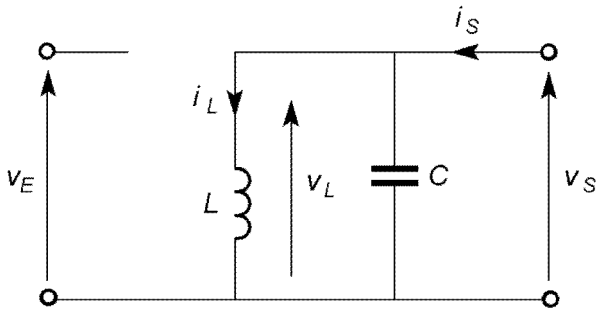


Figure 7.26 – Schéma équivalent lorsque K est ouvert.

D'autre part, l'ondulation crête-à-crête du courant dans la bobine vaut :

$$\Delta i_L = I_M - I_m = \frac{v_E}{L} t_1$$

soit :

$$\Delta i_L = \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{L f_c}$$

On peut facilement obtenir le rapport des tensions en écrivant que la valeur moyenne de la tension aux bornes de la bobine est nulle en régime permanent. Cela se traduit par l'égalité des aires des domaines hachurés sur la figure :

$$v_E \alpha T = -v_S\,(1-\alpha)\,T$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

La caractéristique de commande représente les variations du rapport des tensions en fonction de α (*figure 7.27*).

Pratiquement, cette courbe est limitée au voisinage en $\alpha = 1$ à cause des imperfections des composants.

Jusqu'à présent, on a considéré la tension de sortie comme constante, mais il existe une petite ondulation. Pour la préciser, on trace le courant dans le condensateur et on en déduit la tension (*figure 7.28*) :

$$i_C = i_D - i_S$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

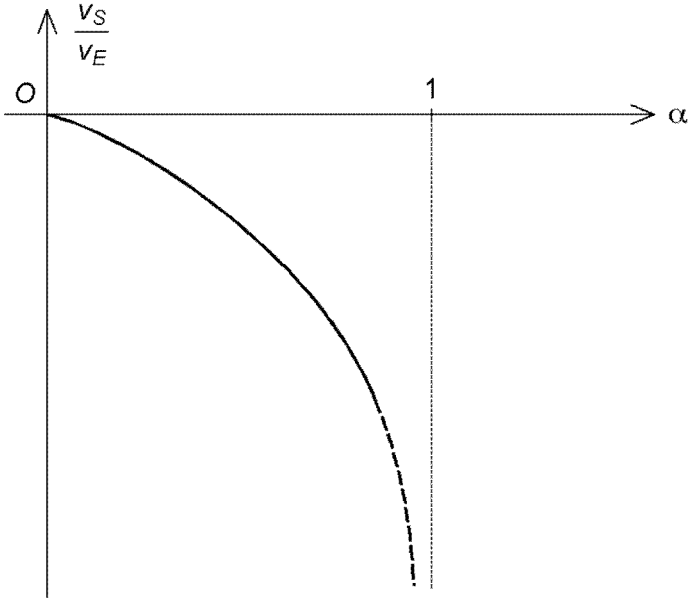


Figure 7.27 – Caractéristique de commande.

$$i_C = -C\frac{\mathrm{d}v_S}{\mathrm{d}t}$$

La forme de la courbe est identique à celle qui a été obtenue avec le convertisseur élévateur, seul change le signe. On obtient donc de la même façon :

$$\Delta v_S = \frac{i_S \alpha T}{C}$$

Les calculs précédents permettent de donner les formules de choix des composants :

$$L = \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{f_c \Delta i_L}$$

$$C = \frac{\alpha i_S}{f_c \Delta v_S}$$

Les contraintes sur le transistor et la diode s'écrivent :

$$v_{T\,max} = v_E + |v_S|$$

$$i_{T\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{2L f_c}$$

$$|v_{D\,max}| = v_E + |v_S|$$

$$i_{D\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{(1-\alpha)\,|v_S|}{2L f_c}$$

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

Le rendement vaut, en ne considérant que les pertes statiques dans la diode et le transistor :

$$\eta = \frac{v_S\,(v_E - V_{sat})}{v_E\,(v_S + V_D)}$$

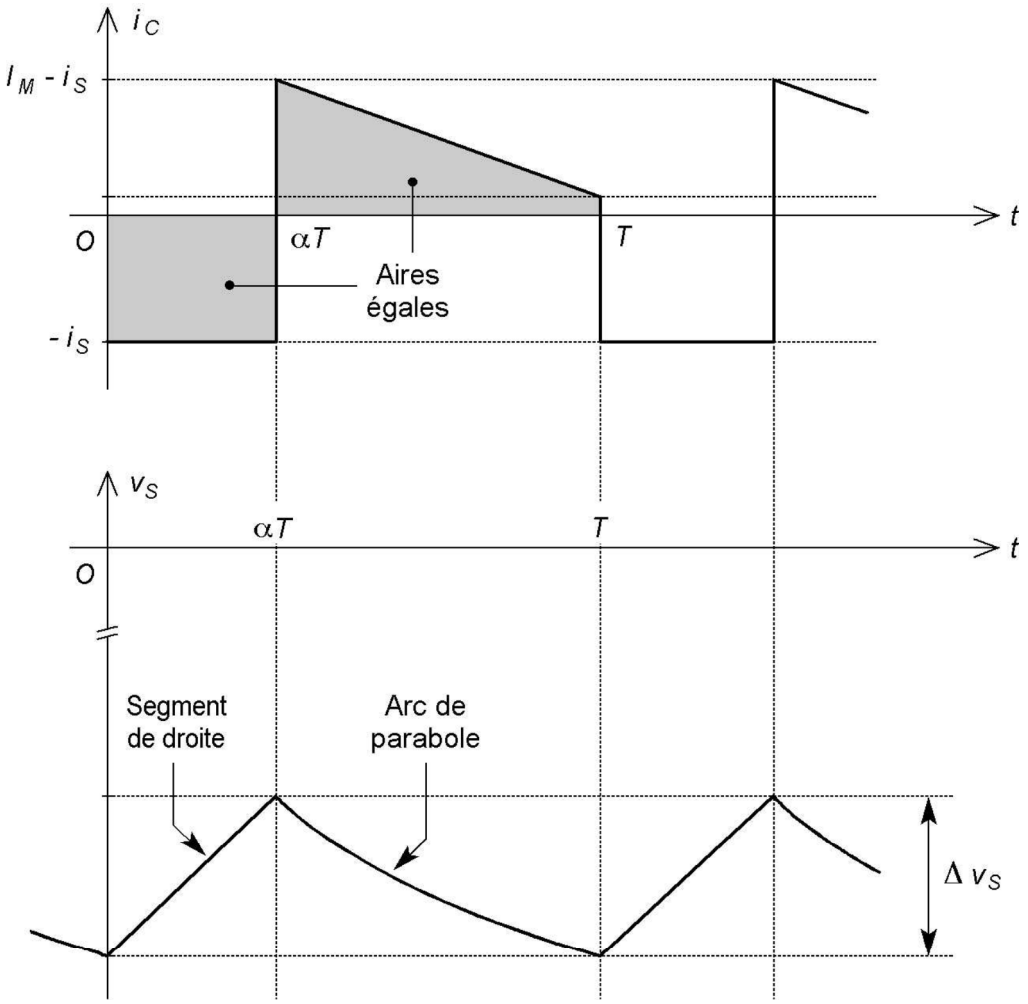


Figure 7.28 – Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

L'ondulation supplémentaire due à la résistance série du condensateur a même forme que dans le cas du convertisseur élévateur. Sa valeur crête-à-crête est :

$$\Delta v_r = rI_M$$

Fonctionnement en mode discontinu

Le courant dans la bobine s'annule avant la fin de la période (*figure 7.29*).

Dans la première phase, le transistor est saturé et la diode bloquée. La bobine emmagasine de l'énergie et le courant croît à partir de 0 :

$$i_L = \frac{v_E}{L}t$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

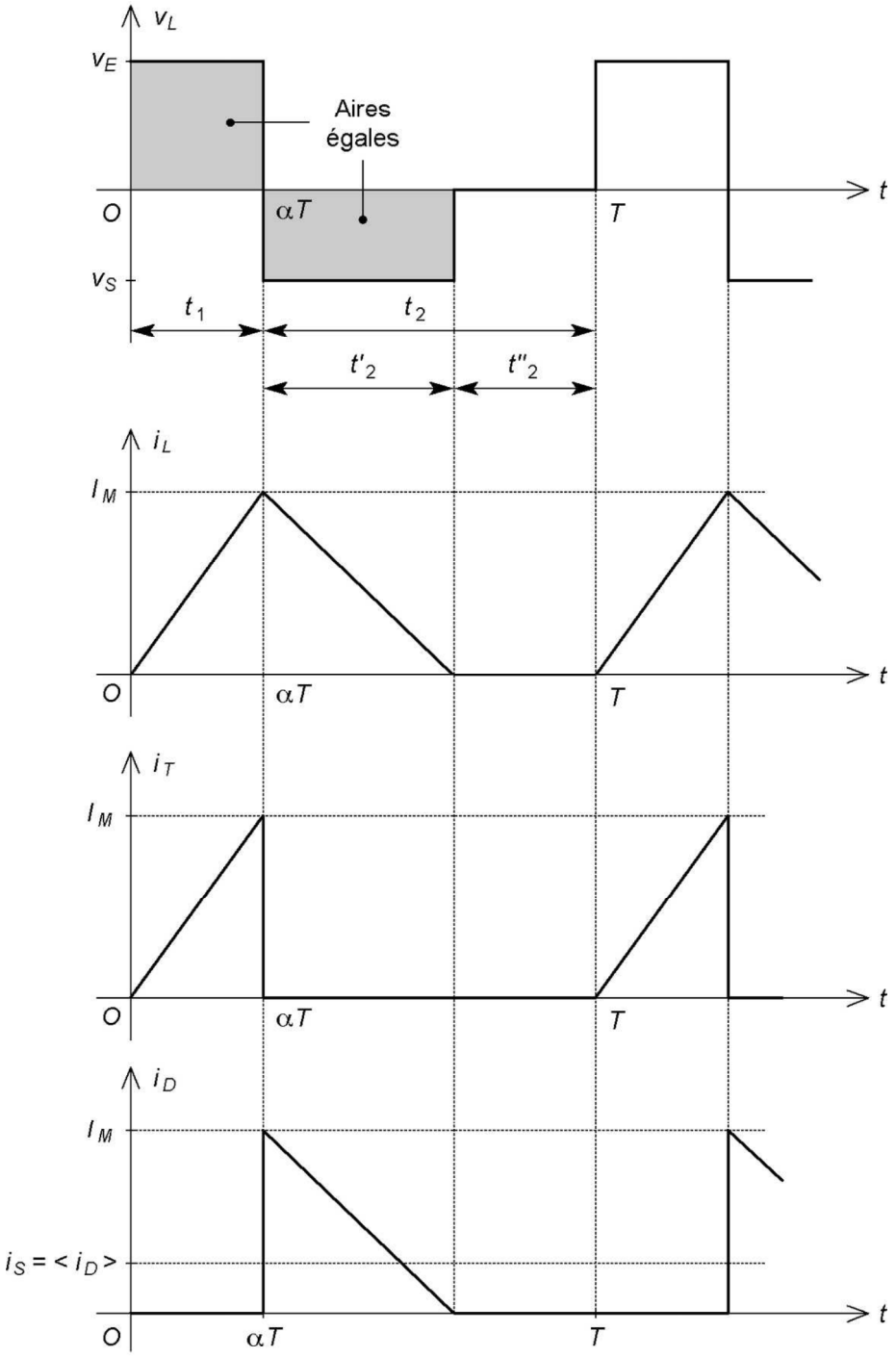


Figure 7.29 – Chronogrammes du convertisseur inverseur en mode discontinu.

Lors du blocage du transistor, la diode devient passante et une deuxième phase commence, pendant laquelle le courant décroît :

$$i_L = I_M + \frac{v_S}{L} t'$$

Une dernière phase débute lorsque le courant s'annule. La diode et le transistor restent alors bloqués. La durée de saturation du transistor étant appelée t_1 et le

temps de conduction de la diode t'_2, on peut écrire les conditions de continuité :

$$I_M = \frac{v_E}{L} t_1 \qquad 0 = I_M + \frac{v_S}{L} t'_2$$

On en déduit : $$\frac{v_S}{v_E} = -\frac{t_1}{t'_2}$$

Ce rapport peut aussi être obtenu directement en traduisant l'égalité des aires des domaines hachurés sur la courbe :

$$v_E t_1 = -v_S t'_2$$

Pour l'ondulation de la tension de sortie, la forme des courbes est identique à ce qui a été obtenu avec le convertisseur élévateur (*figure 7.30*).

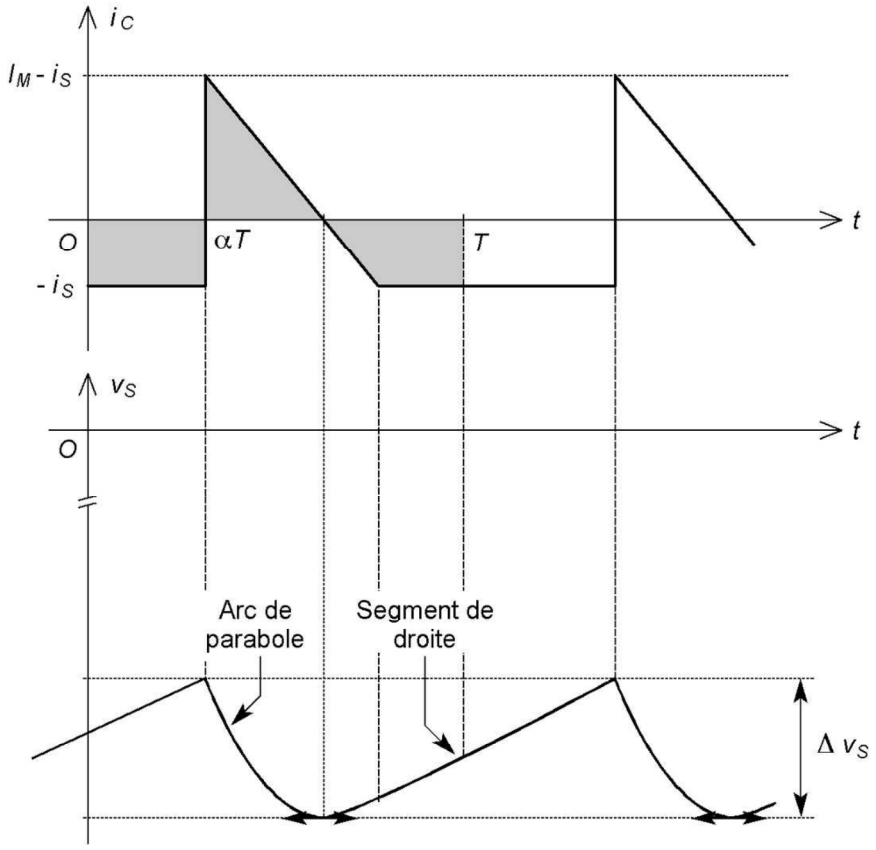


Figure 7.30 – Courant dans le condensateur et ondulation de la tension de sortie (considérablement grossie).

On a donc de même : $$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{(I_M - i_S)^2}{I_M} t'_2$$

ce qui se transforme, compte tenu de la relation qui existe entre t_1 et t'_2 :

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{I_M} \frac{v_E}{|v_S|} t_1$$

On en déduit : $$\Delta v_S = \frac{\Delta Q}{C} \qquad \Delta v_S = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2CI_M} \frac{v_E}{|v_S|}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Les formules de choix des composants sont les suivantes :

$$L = \frac{v_E}{I_M} t_1 \qquad C = \frac{(I_M - i_S)^2 \, t_1}{2 I_M \Delta v_S} \frac{v_E}{|v_S|}$$

Quand le courant de sortie est variable, le cas le plus défavorable correspond à $i_S = 0$:

$$C = \frac{I_M t_1}{2 \Delta v_S} \frac{v_E}{|v_S|}$$

La résistance série du condensateur accroît l'ondulation (*figure 7.31*).

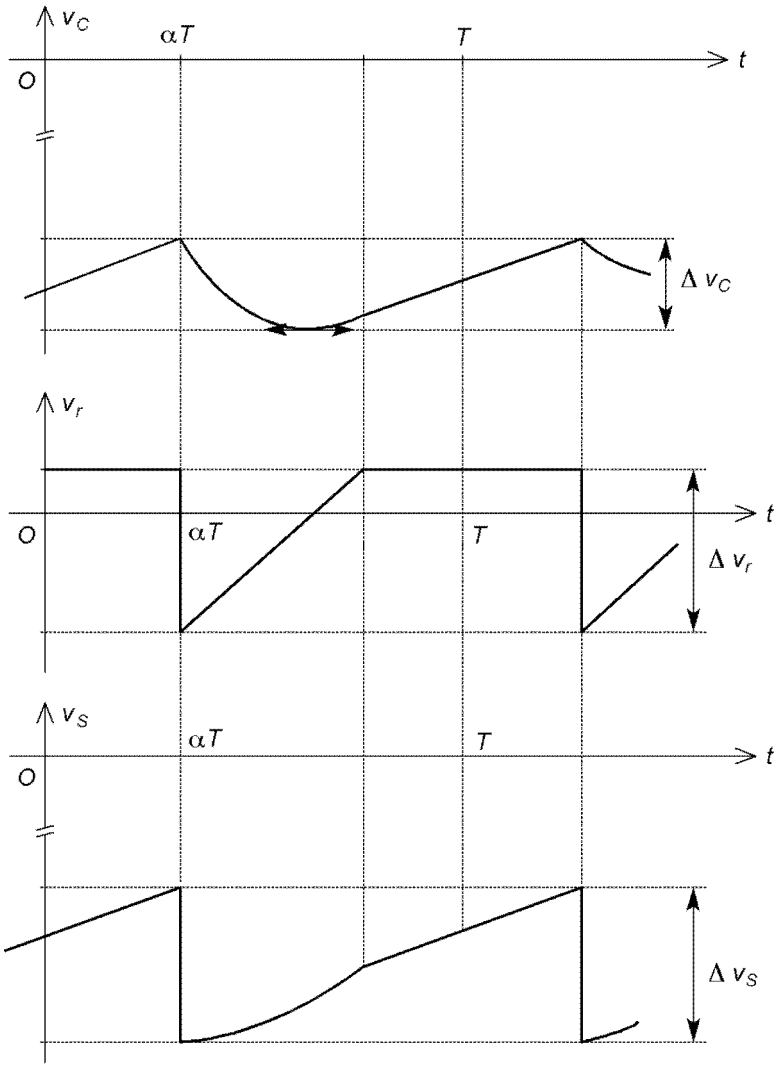


Figure 7.31 – Influence de la résistance série du condensateur.

Lorsque la capacité du condensateur est suffisamment élevée, il reste néanmoins la contribution de la résistance r dont la valeur crête-à-crête est :

$$\Delta v_r = r I_M$$

7.2 Convertisseurs à transformateur

L'utilisation d'un transformateur permet d'une part une isolation entre la source et la charge et d'autre part une adaptation des niveaux.

La première propriété est intéressante lorsque l'on veut éviter l'emploi d'un transformateur basse fréquence dans une alimentation secteur, mais également quand on souhaite disposer de plusieurs sorties indépendantes.

La deuxième propriété a son intérêt pour abaisser la tension dans le cas des alimentations à partir du secteur, et éventuellement pour élever la tension lorsque la source est une pile ou une batterie.

7.2.1 Convertisseur à récupération d'énergie

Ce montage est connu sous son appellation anglaise *flyback* (*figure 7.32*).

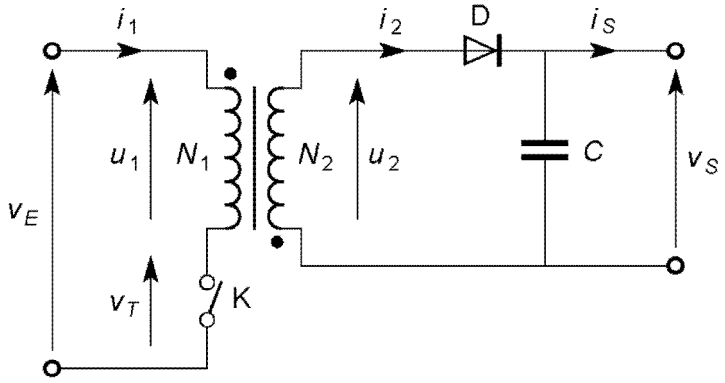


Figure 7.32 – Convertisseur à récupération d'énergie.

Lorsque l'interrupteur K est fermé, le transformateur emmagasine de l'énergie fournie par la source. La diode D est bloquée et le condensateur C permet l'alimentation de la charge. Quand l'interrupteur est ouvert, la diode se débloque. L'énergie emmagasinée dans le transformateur sert à l'alimentation du circuit d'utilisation et à la recharge du condensateur. On choisit une capacité *C* suffisamment élevée pour que la tension de sortie soit pratiquement constante.

Deux types de fonctionnement sont possibles, selon que l'énergie stockée est complètement consommée avant la fin de la période ou non. Comme pour les montages précédents, on retrouve donc un mode discontinu et un mode continu.

Le transformateur est décrit par son modèle parfait. En effet, le phénomène principal est ici le stockage d'énergie correspondant à la magnétisation du noyau. C'est l'inductance L_m qui rend compte de ce fait. Les autres composants sont idéalisés. On effectue des commutations périodiques de l'interrupteur et on se place en régime établi.

Fonctionnement en mode continu

Le flux ne s'annule jamais (*figure 7.33*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

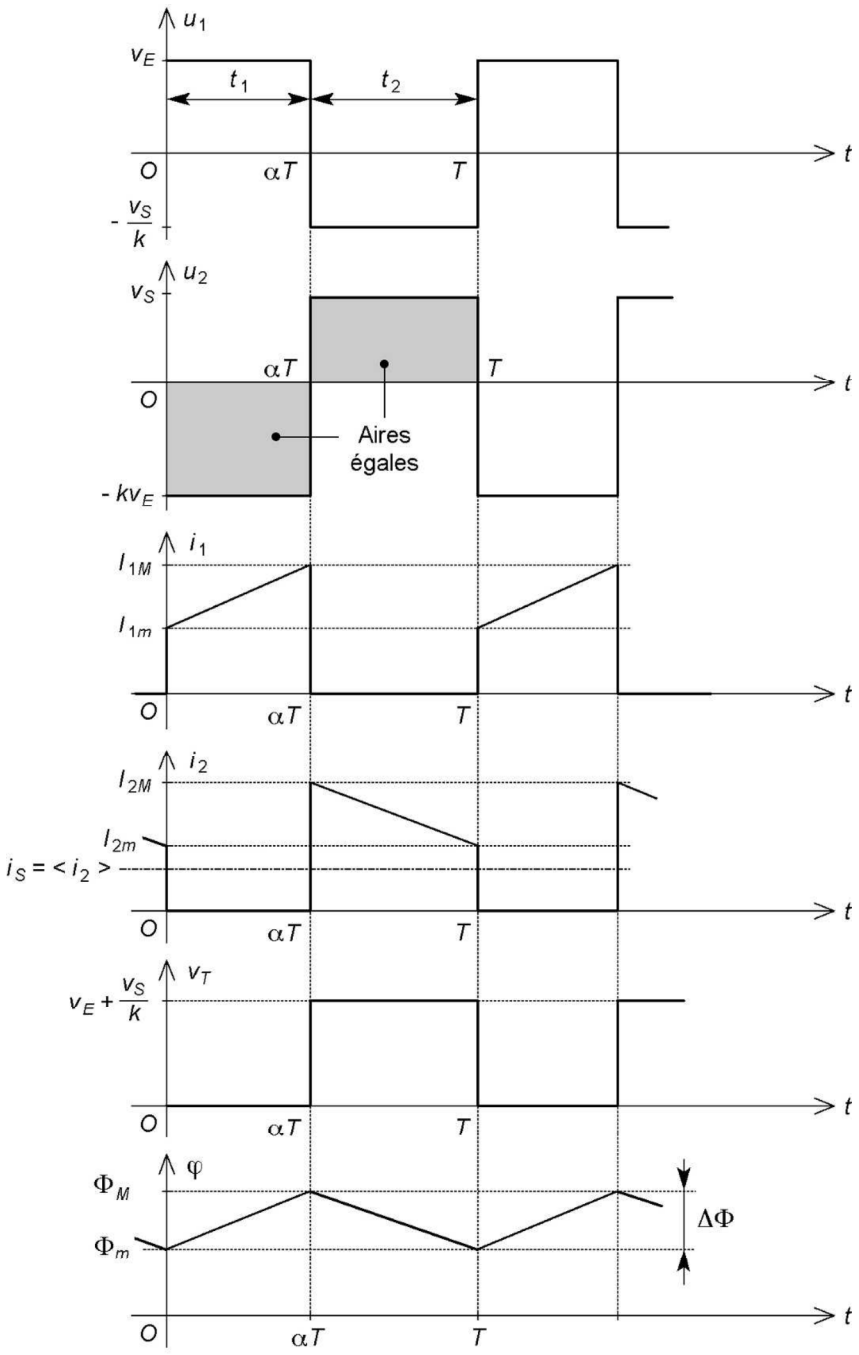


Figure 7.33 – Chronogrammes du convertisseur à récupération d'énergie en mode continu.

Dans la première phase, l'interrupteur est fermé (transistor saturé) et la tension appliquée au primaire est égale à v_E. La tension présente au secondaire est alors $-kv_E$ (le signe est défini par le pointage des enroulements). La diode D est donc bloquée. Le courant au secondaire est nul et le courant au primaire est dû à la magnétisation du noyau :

$$L_m \frac{\mathrm{d}i_1}{\mathrm{d}t} = v_E$$

Après intégration, on arrive à :

$$i_1 = \frac{v_E}{L_m} t + I_{1m}$$

Dans la deuxième phase, l'interrupteur est ouvert (transistor bloqué). Le courant au primaire est nul. La continuité de l'énergie magnétique impose la conduction de la diode. Vu de son secondaire, le transformateur présente une inductance :

$$L'_m = k^2 L_m$$

L'intensité au secondaire est alors :

$$i_2 = -\frac{v_S}{L'_m} t' + I_{2M}$$

On peut tracer des schémas simplifiés valables pour chacune des deux phases (*figures 7.34* et *7.35*).

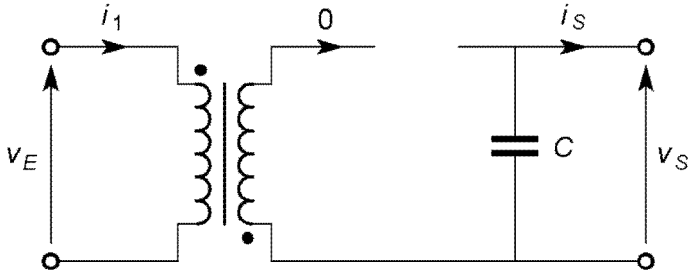


Figure 7.34 – Schéma équivalent lorsque *K* est fermé.

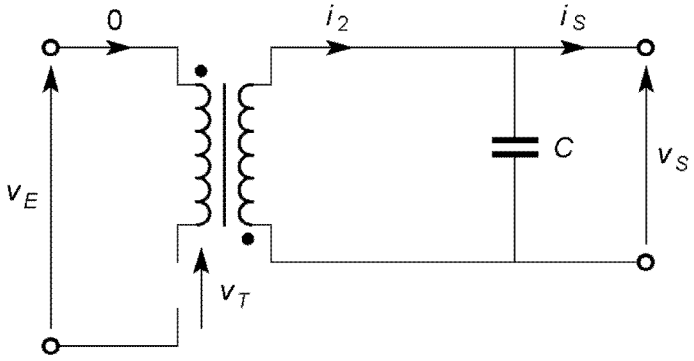


Figure 7.35 – Schéma équivalent lorsque *K* est ouvert.

La continuité de l'énergie impose une relation entre I_{1M} et I_{2M} :

$$\frac{1}{2} L_m I_{1M}^2 = \frac{1}{2} L'_m I_{2M}^2$$

Les variations du flux magnétique φ sont linéaires dans chaque phase, avec continuité lors du raccordement. La valeur crête-à-crête $\Delta\Phi$ de l'ondulation apparaît dans deux relations. Dans la première phase :

$$v_E = N_1 \frac{\Delta\Phi}{t_1}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Dans la seconde :

$$v_S = N_2 \frac{\Delta\Phi}{t_2}$$

On en déduit :

$$\frac{v_S}{v_E} = \frac{N_2}{N_1}\frac{t_1}{t_2}$$

soit, en introduisant le rapport k du transformateur et le rapport cyclique α de la commande :

$$\frac{v_S}{v_E} = k\frac{\alpha}{1-\alpha}$$

On peut ainsi utiliser k pour adapter l'ordre de grandeur des tensions tandis que α sert de grandeur de réglage.

Pour déterminer les valeurs particulières des courants, on peut écrire deux relations. La première est issue des équations précédentes :

$$I_{1M} - I_{1m} = \frac{v_E}{L_m}\alpha T$$

La seconde est obtenue en écrivant que le courant de sortie est égal à la valeur moyenne du courant dans la diode :

$$i_S = \frac{1}{2}(I_{2m} + I_{2M})(1-\alpha)$$

soit, compte tenu du rapport entre les intensités :

$$I_{1M} + I_{1m} = \frac{2ki_S}{1-\alpha}$$

On en déduit :

$$I_{1M} = \frac{ki_S}{1-\alpha} + \frac{v_E\alpha}{2L_m f_c}$$

On peut alors écrire les autres valeurs particulières, mais c'est I_{1M} qui est essentiel pour le dimensionnement du transistor. Avec les relations obtenues jusqu'à présent, on peut énoncer les diverses contraintes sur les composants :

$$v_{T\,max} = v_E + \frac{v_S}{k} \qquad i_{T\,max} = \frac{ki_S}{1-\alpha} + \frac{v_E\alpha}{2L_m f_c}$$

$$|v_D|_{max} = v_S + kv_E \qquad i_{D\,max} = \frac{i_S}{1-\alpha} + \frac{v_E\alpha}{2L_m f_c k} \qquad \langle i_D \rangle = i_S$$

Fonctionnement en mode discontinu

Le flux s'annule avant la fin de la période (*figure 7.36*).

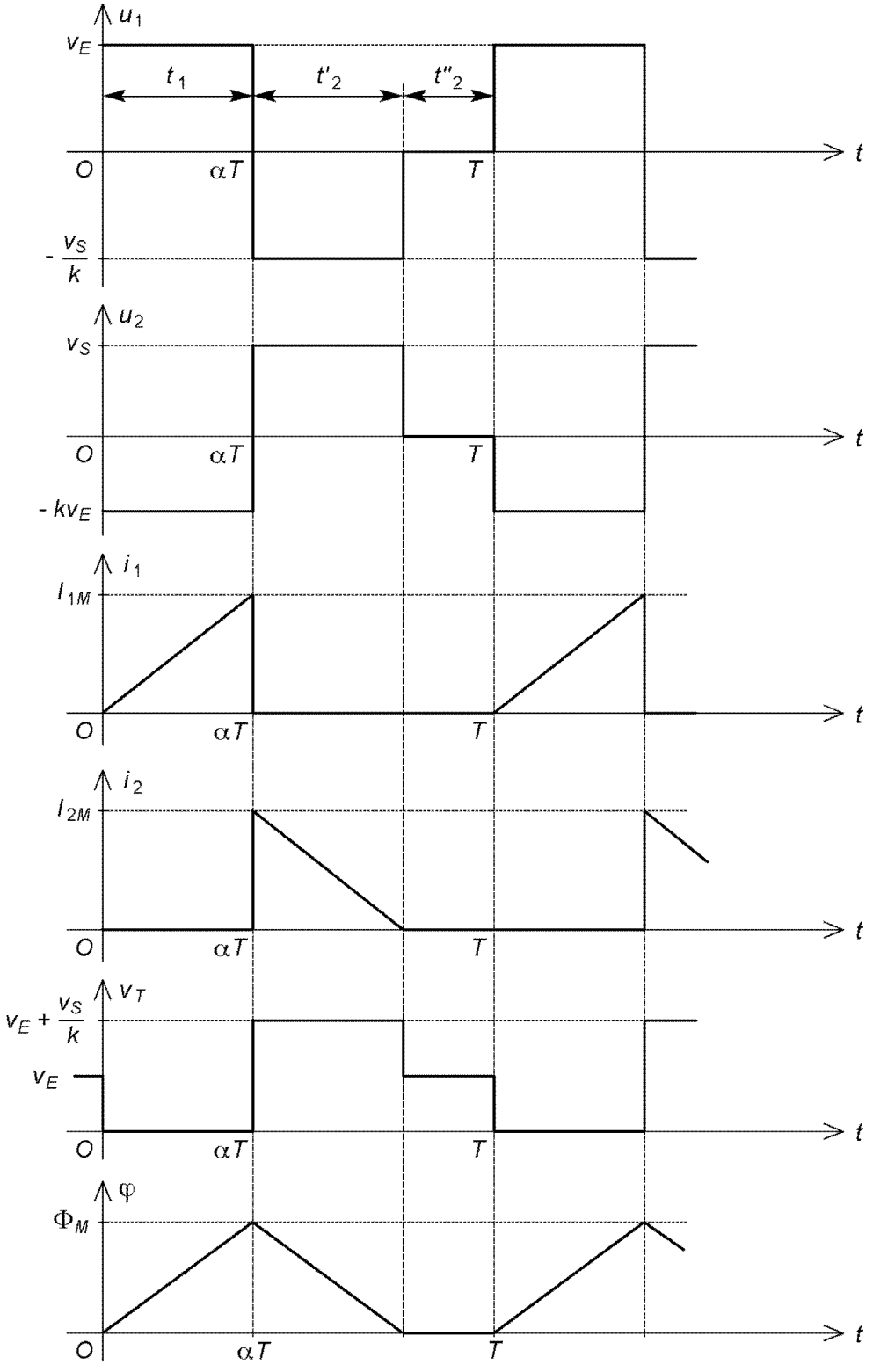


Figure 7.36 – Chronogrammes du convertisseur à récupération d'énergie en mode discontinu.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Dans la première phase, le transformateur emmagasine de l'énergie et le courant au primaire croît linéairement :

$$i_1 = \frac{v_E}{L_m} t$$

Dans la deuxième phase, le transformateur restitue son énergie au secondaire. Le courant décroît :

$$i_2 = I_{2M} - \frac{v_S}{L'_m} t'$$

Dans la troisième phase, le transformateur est totalement démagnétisé. Il n'y a aucun courant ni au primaire, ni au secondaire. C'est le condensateur qui alimente la charge dans les phases 1 et 3.

Le convertisseur à récupération d'énergie a l'avantage de la simplicité et du faible nombre de composants nécessaires. Il est intéressant pour les alimentations à sorties multiples (*figure 7.37*).

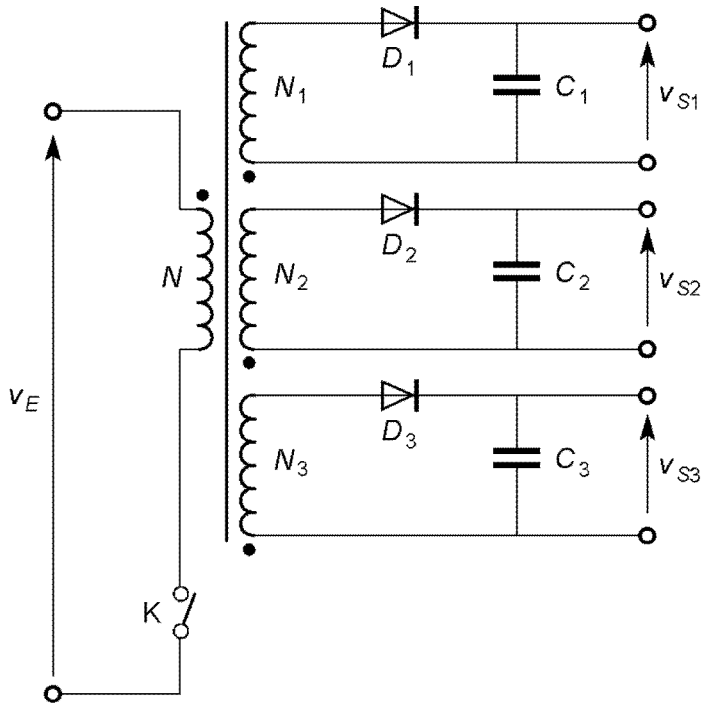


Figure 7.37 – Convertisseur à sorties multiples.

Par contre, le principal inconvénient est la mauvaise utilisation du transformateur : l'énergie est accumulée pendant une phase et restituée pendant une seconde phase. De plus, le filtrage de la tension de sortie est difficile du fait des discontinuités du courant. Ce montage est utilisé pour la conversion de puissances ne dépassant pas 100 à 200 W.

7.2.2 Convertisseur à transfert direct

Ce montage est souvent désigné par son appellation anglaise *forward* (*figure 7.38*).

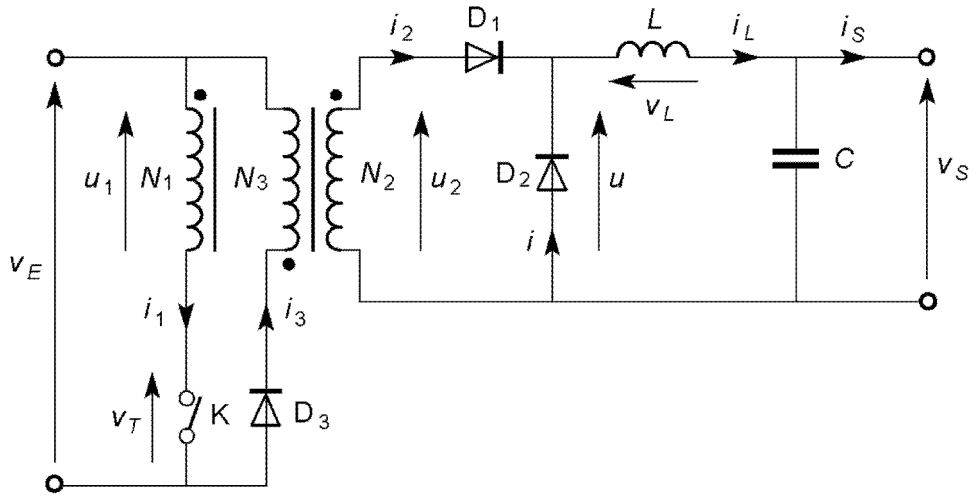


Figure 7.38 – Convertisseur à transfert direct d'énergie.

Trois phases apparaissent pour le fonctionnement (*figure 7.39*).

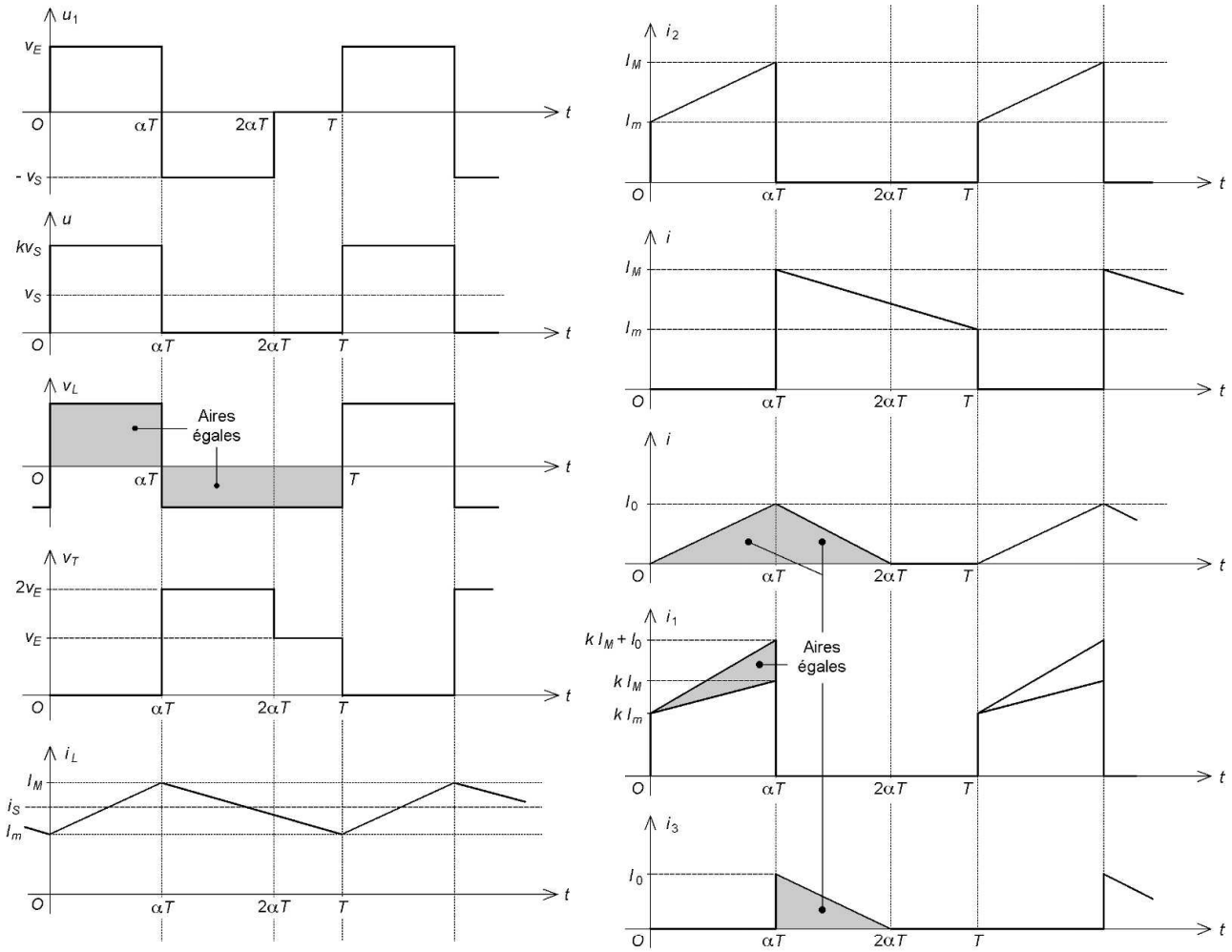


Figure 7.39 – Chronogrammes du convertisseur à transfert direct d'énergie (avec $N_3 = N_1$).

Dans la première phase, l'interrupteur est fermé (*figure 7.40*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

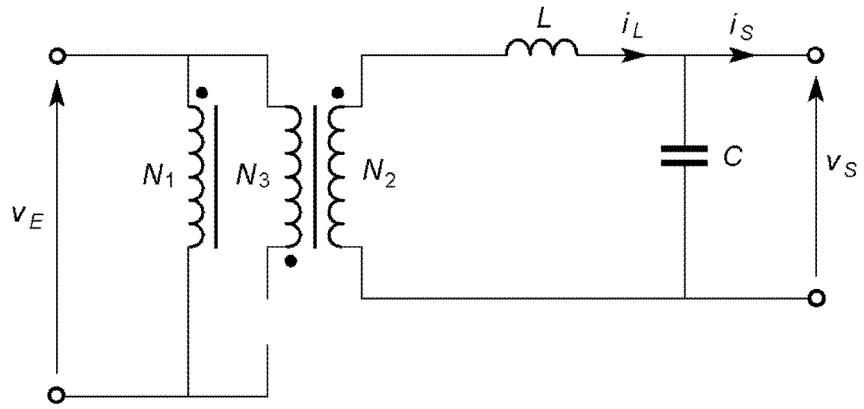


Figure 7.40 – Schéma simplifié lors de la phase 1.

En effet, la diode D_1 est passante (noter le pointage des enroulements, inversé par rapport au montage précédent). Par contre, D_2 et D_3 sont bloquées. Le transformateur prélève de l'énergie sur la source d'entrée et la partage entre sa propre magnétisation et le transfert vers le secondaire. À ce niveau, une fraction d'énergie est fournie à la charge tandis qu'une autre partie est stockée dans la bobine et le condensateur. Si L_m est l'inductance magnétisante vue du primaire, le courant magnétisant augmente linéairement suivant l'équation :

$$i_0 = \frac{v_E t}{L_m}$$

La tension au secondaire est kv_E avec :

$$k = \frac{N_2}{N_1}$$

Le courant dans la bobine, qui est ici égal au courant secondaire, augmente aussi linéairement :

$$i_L = i_2 = \frac{kv_E - v_S}{L} t + I_m$$

Le courant primaire est égal à la somme du courant utile et du courant de magnétisation :

$$i_1 = i_{1t} + i_0$$

Sa variation est également linéaire :

$$i_1 = k\frac{kv_E - v_S}{L} t + kI_m + \frac{v_E t}{L_m}$$

Au moment où l'on ouvre l'interrupteur, commence une deuxième phase (*figure 7.41*).

La diode D_1 s'est immédiatement bloquée. Pour assurer la continuité de l'énergie emmagasinée dans la bobine, la diode D_2 est devenue passante (même processus que pour les convertisseurs à simple bobine). Les courants primaire et secondaire du transformateur sont nuls, mais il faut cependant assurer sa démagnétisation

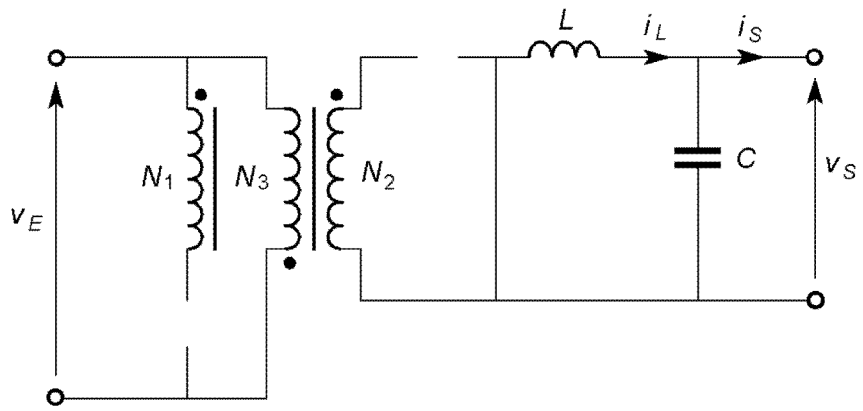


Figure 7.41 – Schéma simplifié lors de la phase 2.

(c'est toujours un problème de continuité d'énergie). Ce rôle est assuré par un troisième enroulement de N_3 spires. On choisit en général $N_3 = N_1$. La diode D_3 devient passante et le courant dans cet élément est :

$$i_3 = i_0 = \frac{N_1}{N_3}\frac{v_E \alpha T}{L_m} - \frac{v_E t}{L''_m}$$

L''_m étant l'inductance magnétisante vue de l'enroulement tertiaire. L'énergie magnétique stockée dans le transformateur est restituée à la source d'entrée. Au bout d'une durée égale à αT, le courant magnétisant s'annule et une troisième phase commence (*figure 7.42*).

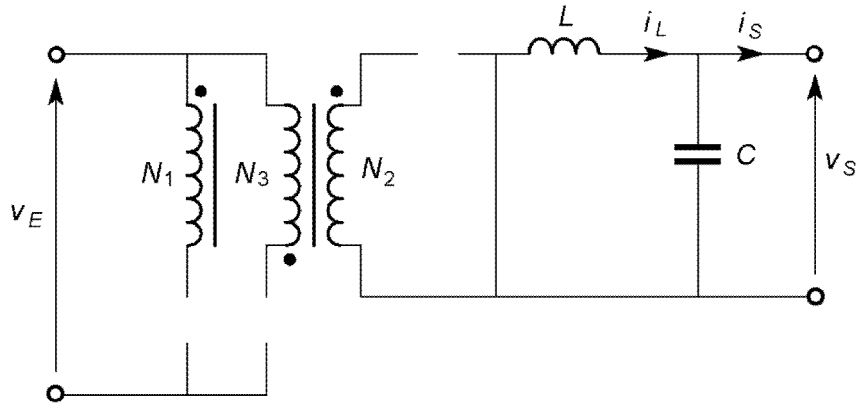


Figure 7.42 – Schéma simplifié lors de la phase 3.

Tous les courants dans le transformateur sont nuls. Pendant les phases 2 et 3, la charge est alimentée grâce à l'énergie emmagasinée dans la bobine et le condensateur. Le fonctionnement du circuit de sortie est identique à celui du convertisseur abaisseur à bobine. La tension de sortie est égale à la valeur moyenne de u, soit :

$$v_S = k\alpha v_E$$

Le fonctionnement est correct à condition que le transformateur ait le temps de se démagnétiser avant la fin de la période. Cela impose une restriction sur le rapport cyclique :

$$\alpha < 0,5 \text{ (si } \quad N_3 = N_1)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le transfert d'énergie du primaire vers le secondaire s'effectue en même temps que la magnétisation du transformateur (première phase). C'est ce qui justifie l'appellation de « transfert direct ». Les contraintes sur les composants à semi-conducteur sont les suivantes :

$$v_{T\,max} = \left(1 + \frac{N_1}{N_3}\right) v_E$$

$$i_{T\,max} = k\left[i_S + \frac{k\alpha\,(1-\alpha)\,v_E}{2Lf_c}\right] + \frac{v_E \alpha T}{L_m}$$

$$|v_{D1}|_{max} = kv_E$$

$$\langle i_{D1}\rangle = \alpha i_S$$

$$|v_{D2}|_{max} = kv_E$$

$$\langle i_{D2}\rangle = (1-\alpha)\, i_S$$

$$|v_{D3}|_{max} = \left(1 + \frac{N_3}{N_1}\right) v_E$$

$$\langle i_{D3}\rangle = \frac{\alpha^2 v_E}{2L_m f_c}$$

Par rapport au montage précédent, le convertisseur à transfert direct présente deux avantages : une meilleure utilisation du circuit magnétique et un filtrage plus facile pour la tension de sortie. Par contre, des inconvénients apparaissent : un schéma un peu plus compliqué et qui fait appel à deux composants magnétiques, et un dimensionnement plus important du transistor. Cette structure est cependant la plus utilisée pour des puissances de quelques centaines de watts.

7.2.3 Convertisseur en demi-pont

Il est possible d'améliorer l'utilisation du circuit magnétique en inversant périodiquement la tension appliquée au primaire du transformateur, afin d'alterner les phases de transfert direct d'énergie. L'enroulement de démagnétisation n'est alors plus nécessaire. La solution la plus courante est le montage en demi-pont (*figure 7.43*).

Ce convertisseur exige deux tensions d'entrée identiques qui peuvent être obtenues en dédoublant le condensateur de filtrage du redresseur (*figure 7.44*).

Les capacités C_1 et C_2 doivent être identiques. Contrairement aux montages précédents, le cycle magnétique du transformateur est symétrique par rapport à l'origine. Par contre, ce convertisseur exige deux interrupteurs commandés. L'interrupteur K_1 est fermé pendant une durée αT. La conduction de K_2 est décalée d'une demi-période et a même durée (*figure 7.45*).

Le rapport cyclique doit être limité pour éviter un court-circuit à l'entrée :

$$\alpha < 0,5$$

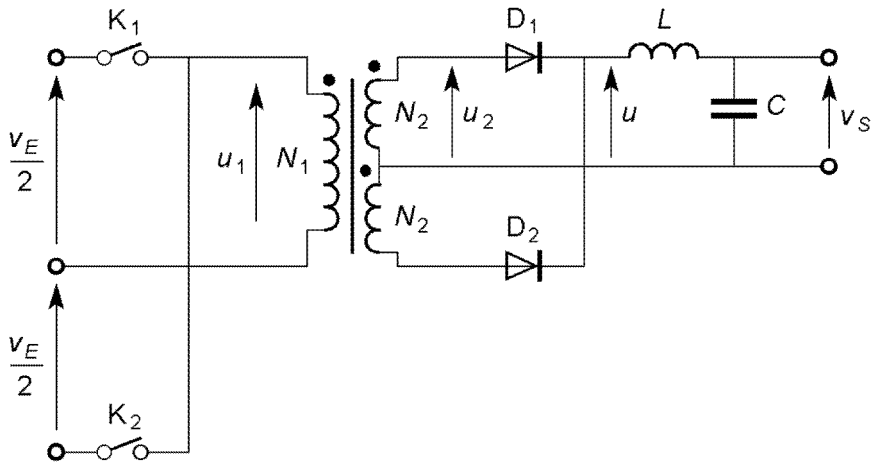


Figure 7.43 – Convertisseur en demi-pont.

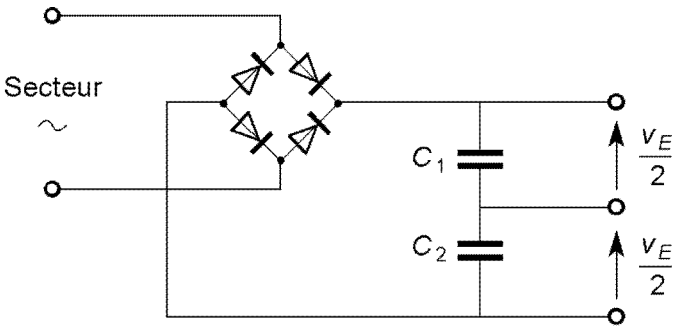


Figure 7.44 – Obtention des tensions d'entrée.

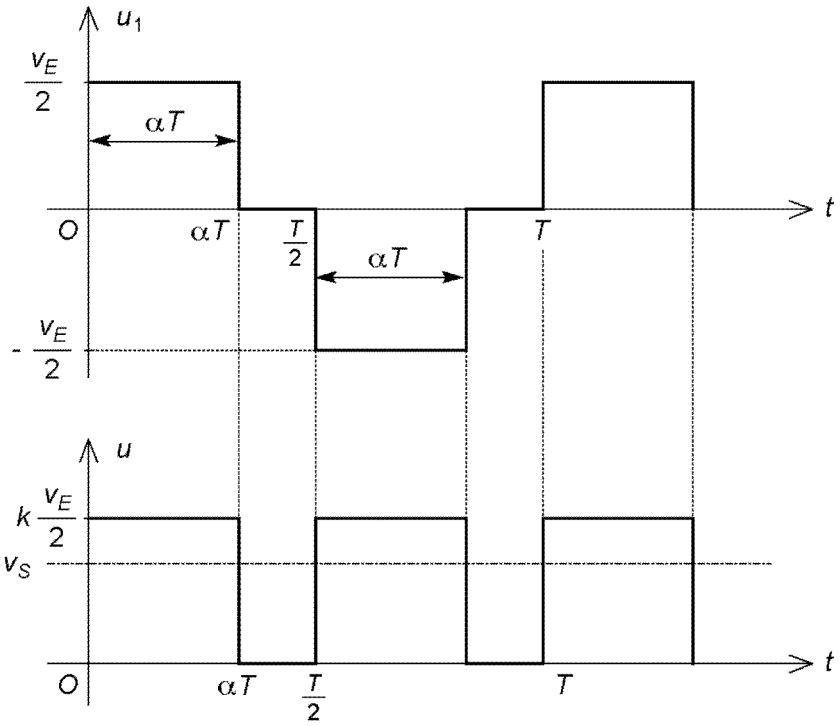


Figure 7.45 – Chronogrammes du convertisseur en demi-pont.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La tension u_1 au primaire est donc alternative et la tension u_2 au secondaire a même forme, elle est simplement multipliée par le facteur :

$$k = \frac{N_2}{N_1}$$

Le secondaire à point milieu est associé à un redresseur biphasé formé des diodes D_1 et D_2. On obtient alors une tension u unidirectionnelle. Le filtre LC permet d'extraire la valeur moyenne de ce signal :

$$v_S = \langle u \rangle$$

soit :

$$v_S = k\alpha v_E$$

Le convertisseur en demi-pont est utilisé pour l'obtention de puissances pouvant aller jusqu'à quelques kilowatts. Toutefois, les complications dues à la présence de deux interrupteurs commandés font que l'on préfère souvent la structure directe à un seul transistor.

7.2.4 Convertisseur en pont

Pour des puissances plus élevées, on fait appel au montage en pont (*figure 7.46*).

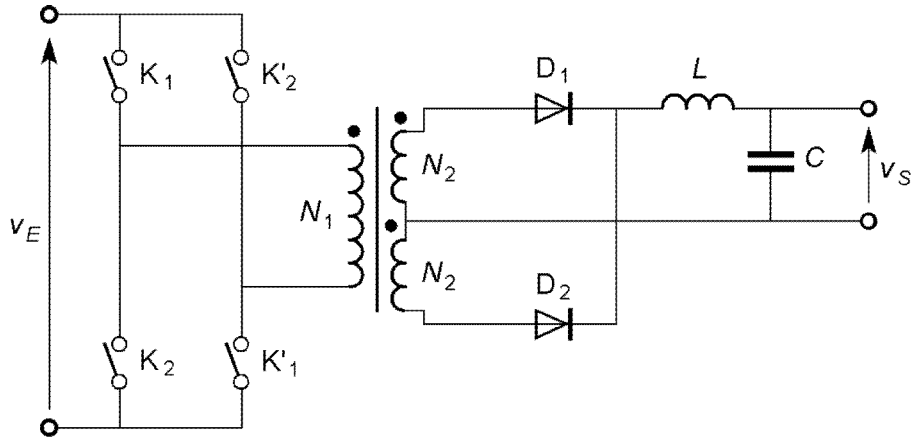


Figure 7.46 – Convertisseur en pont.

Les interrupteurs sont commandés deux par deux de façon complémentaire : K_1 et K_1' d'un côté, K_2 et K_2' de l'autre. La tension de sortie est :

$$v_S = 2k\alpha v_E$$

Cette structure conduit à la meilleure utilisation des transistors, mais demande une commande relativement complexe.

7.2.5 Convertisseur symétrique

Ce montage est souvent connu sous le nom de « *push-pull* » (*figure 7.47*).

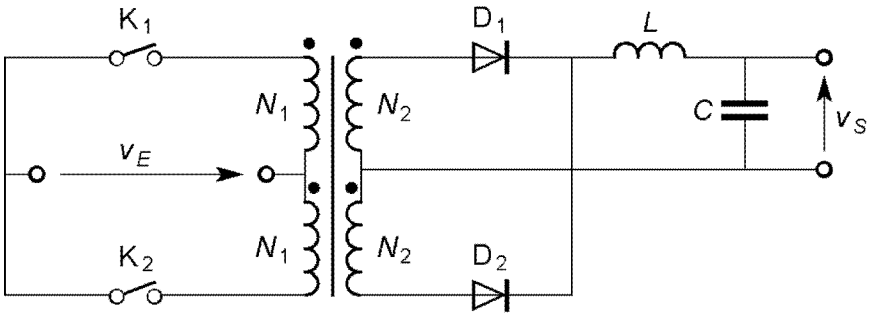


Figure 7.47 – Convertisseur symétrique.

C'est historiquement la première structure utilisée, mais elle est rare aujourd'hui. La tension de sortie est :

$$v_S = 2k\alpha v_E$$

7.3 Modélisation du comportement dynamique

Les convertisseurs à découpage sont en général régulés. L'étude de l'asservissement exige une connaissance du comportement dynamique du montage. La difficulté provient du fait que le système n'est pas linéaire à cause des commutations. Heureusement, on peut procéder à une modélisation linéaire en ne calculant que des valeurs moyennes des grandeurs sur une période et en considérant leur évolution à plus long terme. Cette méthode se justifie par le fait que la période de découpage est très petite devant les durées propres du système.

7.3.1 Schéma équivalent moyen

Il s'agit d'élaborer un schéma valable pour les valeurs moyennes sur une période. Considérons par exemple le convertisseur abaisseur en conduction continue. La valeur moyenne du courant dans la bobine est appelée i pour simplifier (nous avons conservé une notation en minuscule car cette grandeur reste fonction du temps à long terme). Les chronogrammes et le schéma permettent d'écrire immédiatement les relations entre les valeurs moyennes des différentes grandeurs :

$$\langle i_T \rangle = \alpha i$$
$$\langle i_D \rangle = (1-\alpha)\, i$$
$$\langle v_T \rangle = (1-\alpha)\, v_E$$
$$\langle v_D \rangle = \alpha v_E$$

Le schéma équivalent moyen est obtenu en remplaçant l'interrupteur K par une source de courant αi et la diode D par une source de tension αv_E (*figure 7.48*).

Les relations obtenues sur ce schéma sont bien celles qui avaient été écrites à partir de l'étude temporelle du circuit.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

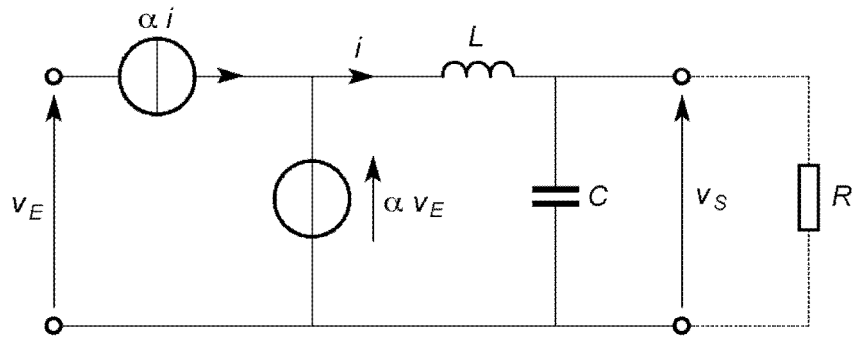


Figure 7.48 – Schéma équivalent moyen du convertisseur abaisseur.

7.3.2 Fonctions de transfert

Transmittance principale

On considère que le convertisseur débite sur une charge résistive R. Pour l'étude du comportement dynamique, on superpose de petites variations à un point de repos. Par exemple, le rapport cyclique étant fixé à une valeur $\alpha = A$ qui donne une tension de sortie $v_S = V_S$, on lui impose une variation $\delta\alpha$ qui conduit à une variation δv_S de la tension de sortie :

$$\alpha = A + \delta\alpha$$

$$v_S = V_S + \delta v_S$$

En considérant les transformées de Laplace $\tilde{V}_S$ et $\tilde{A}$ des variations δv_S et $\delta\alpha$, on peut appliquer la formule du diviseur de tension (s étant la variable de Laplace) :

$$\tilde{V}_S = \frac{1}{1 + Ls\left(\frac{1}{R} + Cs\right)} v_E \tilde{A}$$

On en déduit la transmittance principale du convertisseur :

$$\frac{\tilde{V}_S}{\tilde{A}} = v_E \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2}$$

C'est cette transmittance qui apparaît dans le schéma-bloc d'un régulateur à découpage pour modéliser la partie convertisseur.

Il est parfois nécessaire d'affiner un peu l'étude précédente qui ne fait appel qu'à des modèles idéaux pour les composants. Le comportement dynamique du système est en particulier influencé par les pertes d'énergie. Il est possible de modifier le schéma pour tenir compte de modèles plus élaborés pour les composants, avec par exemple la résistance série r_L de la bobine et la résistance série r_C du condensateur (*figure 7.49*).

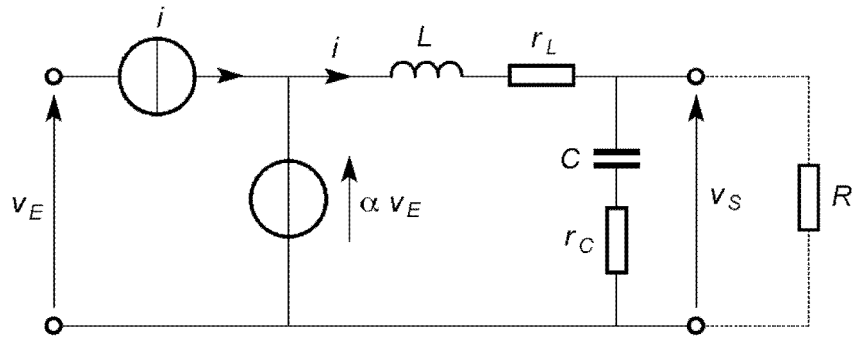


Figure 7.49 – Prise en compte des résistances en série.

Dans ce cas, la formule du diviseur de tension s'écrit :

$$\tilde{V}_S = \frac{1}{1 + (r_L + Ls)\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_C + \frac{1}{Cs}}\right)} v_E \tilde{A}$$

La transmittance devient :

$$\frac{\tilde{V}_S}{\tilde{A}} = v_E \frac{R}{R + r_L} \frac{1 + r_C Cs}{1 + \left(r_C C + \frac{Rr_L}{R + r_L} C + \frac{L}{R + r_L}\right) s + \frac{R + r_C}{R + r_L} LCs^2}$$

Transmittances de perturbations

L'asservissement sera perturbé par plusieurs grandeurs : la tension d'entrée, la charge... La méthode précédente permet d'exprimer les transmittances relatives à ces perturbations. Ainsi, quand on considère une variation δv_E de la tension d'entrée, on retrouve le même diviseur de tension que précédemment et on peut en déduire l'expression de la fonction de transfert, soit, en revenant aux composants idéalisés :

$$\frac{\tilde{V}_S}{\tilde{V}_E} = \alpha \frac{1}{1 + \frac{L}{R} s + LCs^2}$$

Il serait également possible d'étudier les conséquences d'une variation de charge en y introduisant un générateur de perturbation et en exprimant la transmittance correspondante.

7.3.3 Généralisation

La méthode qui vient d'être présentée à propos du convertisseur abaisseur peut être employée pour tous les autres montages. On retrouve à chaque fois un tripôle formé par l'association d'un interrupteur commandé et d'une diode (*figure 7.50*).

Suivant le sens des courants, l'interrupteur (qui est en réalité un transistor) et la diode peuvent être en sens inverse par rapport au schéma précédent, mais cela n'a

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

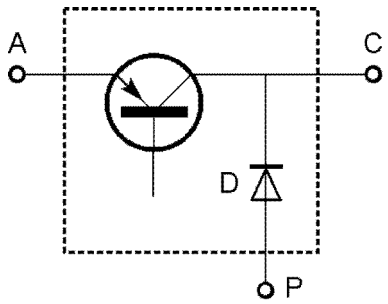


Figure 7.50 – Tripôle rencontré dans les convertisseurs à découpage.

pas de grandes conséquences. On obtient le schéma équivalent moyen en remplaçant le tripôle par l'association d'une source de courant et d'une source de tension commandées (*figure 7.51*).

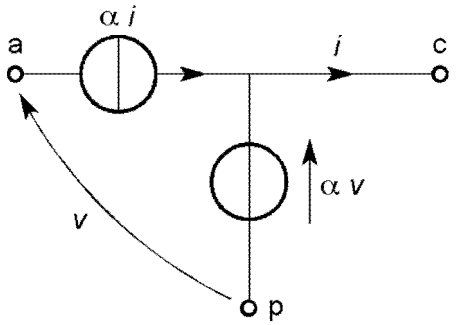


Figure 7.51 – Modèle du tripôle pour le schéma équivalent moyen.

Il suffit ensuite de superposer des petites variations aux grandeurs et d'exprimer les transmittances comme cela a été fait dans l'exemple traité. Cette méthode se prête bien à une simulation sur ordinateur en définissant un composant correspondant au tripôle.

La méthode qui vient d'être exposée s'applique aux circuits en conduction continue, mais il existe des solutions similaires pour les montages en conduction discontinue.

7.4 Choix des composants

Les composants utilisés dans les convertisseurs à découpage ont des particularités liées à la présence de commutations dans un circuit de puissance.

7.4.1 Interrupteurs

Les composants utilisés doivent se rapprocher le plus possible de l'interrupteur idéal, et en particulier posséder une faible chute de tension à l'état passant et de faibles temps de commutation.

Les interrupteurs sont des transistors bipolaires, parfois associés en montage Darlington ou des transistors MOS.

Le transistor bipolaire est la solution utilisée depuis le plus longtemps pour les convertisseurs à découpage. C'est la moins coûteuse, mais la rapidité des commutations est assez modeste et la fréquence de découpage ne peut dépasser quelques dizaines de kilohertz. La chute de tension à l'état passant est la tension de saturation du transistor. Elle dépend faiblement du composant et varie un peu en fonction du courant

Le transistor MOS est de plus en plus utilisé grâce à sa rapidité qui autorise des fréquences de commutation de plusieurs centaines de kilohertz, voire parfois du mégahertz. Son prix reste néanmoins supérieur à celui d'un transistor bipolaire.

La chute de tension à l'état passant est pratiquement proportionnelle au courant : le composant se comporte comme une résistance entre drain et source. La résistance à l'état passant R_{DSon} peut donc provoquer des chutes de tension notables quand le courant est élevé. Cependant, la résistance dépend du modèle de transistor et ce paramètre a été considérablement réduit pour des références récentes, et les chutes de tension correspondantes sont alors nettement inférieures à celles d'un transistor bipolaire.

7.4.2 Diodes de roue libre

La diode de roue libre doit prendre le relais de la conduction du transistor le plus vite possible. Le critère de choix essentiel est la rapidité. Un paramètre important est la chute de tension aux bornes de la diode passante, qui doit être faible si l'on veut que le convertisseur ait un bon rendement.

Les diodes de redressement ne conviennent pas car elles sont trop lentes. On dispose par contre de diodes rapides qui peuvent donner satisfaction dans de nombreux montages.

Les diodes Schottky ont un principe différent : elles sont formées d'une jonction métal-semi-conducteur. L'absence de phénomène de recouvrement en fait des composants rapides, bien adaptés aux fréquences de commutation élevées. De plus, la chute de tension à l'état passant est inférieure à celle d'une diode ordinaire. Cependant, leur tenue en tension inverse est moins bonne.

7.4.3 Bobines et transformateurs

Les composants inductifs constituent le point le plus délicat de la conception d'un convertisseur à découpage.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Inductance d'une bobine torique

Beaucoup de convertisseurs à découpage utilisent une bobine torique (*figure 7.52*). Celle-ci est formée de N spires parcourues par un courant d'intensité i et régulièrement enroulées sur un tore de révolution d'axe Oz constitué d'un matériau ferromagnétique de perméabilité magnétique μ dont la section a une forme quelconque (*figure 7.53*).

Figure 7.52 – Bobine torique.

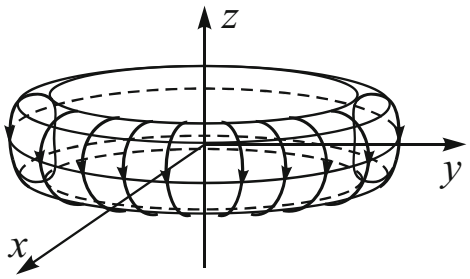


Figure 7.53 – Constitution d'une bobine torique.

Nous cherchons d'abord le champ magnétique **B** en un point M repéré par ses coordonnées cylindriques r, θ, z (*figure 7.54*).

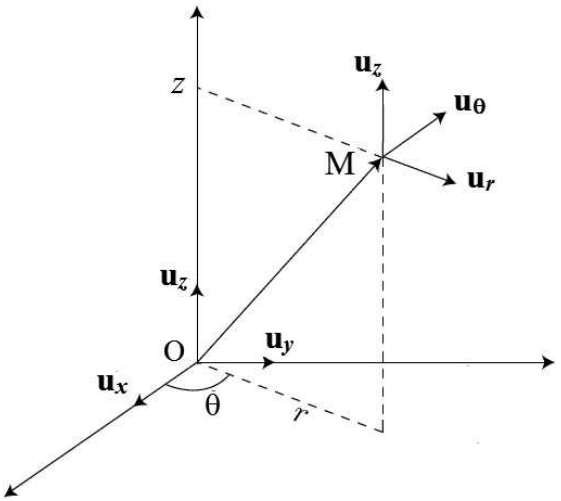


Figure 7.54 – Coordonnées cylindriques.

Le plan contenant le point M et l'axe Oz est un plan de symétrie de la distribution des courants. Le champ magnétique en M, orthogonal à ce plan, est donc orthoradial :

$$\mathbf{B} = B\mathbf{u}_\theta$$

$\mathbf{u}_\theta$ étant le vecteur unitaire orthoradial.

D'autre part, la distribution de courant est invariante par rotation autour de l'axe Oz (symétrie de révolution). La norme B du champ magnétique ne dépend donc pas de θ.

Les lignes de champ sont des cercles de centres situés sur l'axe O*z* et contenus dans des plans orthogonaux à cet axe.

Appliquons le théorème d'Ampère à un contour circulaire C de rayon *r* correspondant à une ligne de champ.

Si le point M est en dehors du tore, le contour C n'enlace aucun courant :

$$\oint_C \mathbf{B}\mathrm{d}\mathbf{l} = 0$$

Le champ magnétique est donc nul à l'extérieur du tore.

Si le point M est à l'intérieur du tore, le contour C enlace *N* conducteurs parcourus par un courant d'intensité *i* :

$$\oint_C \mathbf{B}\mathrm{d}\mathbf{l} = \mu N i$$

Les vecteurs **B** et **dl** étant colinéaires, le produit scalaire se ramène à un produit des normes. *B* ne dépendant pas de l'angle θ, nous pouvons le sortir de l'intégrale. Enfin, la somme des éléments de longueur $\mathrm{d}l$ sur le contour C correspond à la longueur du cercle :

$$2\pi r B = \mu N i$$

La norme du champ magnétique à la distance *r* de l'axe du tore est donc :

$$B = \mu \frac{Ni}{2\pi r}$$

Le champ ne dépend ni de la coordonnée *z*, ni de la forme de la section du tore.

Le flux magnétique à travers une spire de section S est :

$$\varphi = \iint_S \mathbf{B}\mathrm{d}\mathbf{S}$$

Les vecteurs **B** et **dS** étant colinéaires, le produit scalaire se ramène à un produit des normes.

L'expression du flux dépend de la forme de la section. Si le tore a un rayon moyen *R* et que sa section est un carré de côté 2*a* (*figure 7.55*), l'intégrale devient :

$$\varphi = \int_{R-a}^{R+a} B 2a \,\mathrm{d}r$$

soit :

$$\varphi = \int_{R-a}^{R+a} \mu \frac{Ni}{2\pi r} 2a \,\mathrm{d}r$$

et donc :

$$\varphi = \mu \frac{Nai}{\pi} \ln \frac{R+a}{R-a}$$

Le flux total dans la bobine est :

$$\psi = N\varphi$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

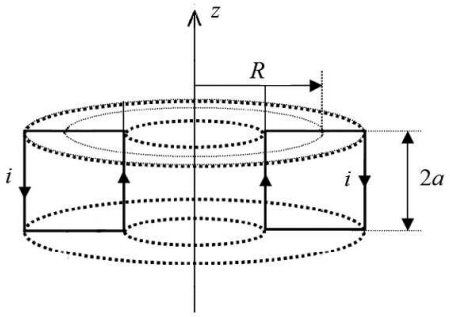


Figure 7.55 – Circuit magnétique torique à section carrée.

soit :

$$\psi = \mu \frac{N^2 a i}{\pi} \ln \frac{R+a}{R-a}$$

L'inductance de la bobine se calcule à partir de la formule :

$$\psi = Li$$

ce qui donne :

$$L = \mu \frac{N^2 a}{\pi} \ln \frac{R+a}{R-a}$$

Quand les dimensions de la section du tore sont petites devant le rayon moyen ($a \ll R$), la formule se simplifie grâce à un développement limité au premier ordre :

$$\frac{R+a}{R-a} = \frac{1+\dfrac{a}{R}}{1-\dfrac{a}{R}} \approx \left(1+\frac{a}{R}\right)^2 \approx 1+\frac{2a}{R}$$

puis :

$$\ln\left(1+\frac{2a}{R}\right) \approx \frac{2a}{R}$$

La formule simplifiée est ainsi :

$$L = \mu \frac{2N^2 a^2}{\pi R}$$

ou, en introduisant l'aire de la section $S = 4a^2$ et la longueur de la ligne de champ moyenne $l = 2\pi R$:

$$L = \mu \frac{N^2 S}{l}$$

Cette formule simple peut donner un ordre d'idée de l'inductance, mais l'hypothèse faite est assez mal vérifiée pour les bobines utilisées dans les alimentations et il faut donc les dimensionner avec la formule complète.

Pour un noyau donné, l'inductance est proportionnelle au carré du nombre de spires. On définit de ce fait l'inductance spécifique A_L du noyau par la relation :

$$L = A_L N^2$$

Enfin, l'énergie emmagasinée dans la bobine s'exprime par :

$$W = \frac{1}{2}Li^2$$

Toutes ces relations supposent que le circuit magnétique fonctionne en régime linéaire, c'est-à-dire que la saturation n'est pas atteinte : cela impose des valeurs maximales pour le champ magnétique, le courant et l'énergie.

Rôle de l'entrefer

Pour augmenter l'énergie emmagasinée dans une bobine, on peut créer un entrefer de largeur e (*figure 7.56*).

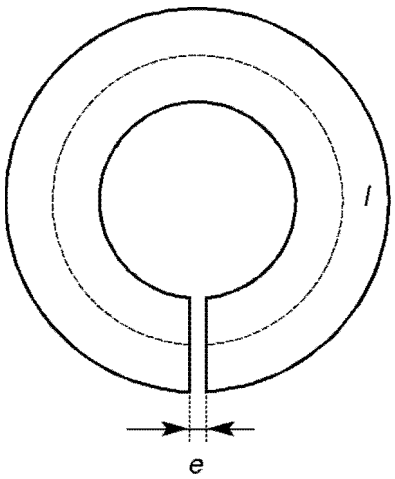


Figure 7.56 – Circuit magnétique avec entrefer.

Dans ce cas, l'inductance devient :

$$L' = \mu \frac{N^2 S}{l\left(1 + \mu\frac{e}{l}\right)}$$

Pour un même nombre de spires, l'inductance est plus faible :

$$L' = \frac{L}{1 + \mu\frac{e}{l}}$$

Tout se passe comme si le noyau n'avait pas d'entrefer, mais possédait une perméabilité μ_e appelée « perméabilité effective » :

$$\mu_e = \frac{\mu}{1 + \mu\frac{e}{l}}$$

Pour retrouver la même valeur d'inductance, il faut augmenter le nombre de spires d'un facteur $\sqrt{1 + \mu\frac{e}{l}}$.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Pour un même champ magnétique maximal, la présence de l'entrefer permet d'accroître l'énergie emmagasinée :

$$W' = W\left(1 + \mu\frac{e}{l}\right)$$

Contraintes sur les bobines des convertisseurs à découpage

Trois paramètres sont importants pour les bobines :
- l'inductance qui fixe l'ondulation du courant ;
- le courant maximal qui permet un fonctionnement correct (sans saturation) ou, sous une autre forme, l'énergie emmagasinée maximale ;
- les pertes qui influent sur le rendement du convertisseur.

Bobines commercialisées

Il existe un certain nombre de bobines vendues déjà réalisées et destinées aux convertisseurs à découpage. Elles sont disponibles chez certains constructeurs avec des inductances faisant partie des séries normalisées (c'est ce que nous choisirons dans nos exemples), mais chez d'autres fabricants, les valeurs choisies sont quelconques. On trouve même des composants directement adaptés à un type de régulateur intégré dans des conditions fixées.

Il faut noter que les bobines destinées à d'autres applications ne conviennent pas en général. Lors du choix d'un composant, il ne faut pas se contenter de regarder l'inductance, le courant maximal est un paramètre encore plus important : la valeur de L n'est pas critique dans beaucoup de montages, mais la saturation du noyau conduit à un fonctionnement défectueux.

Réalisation des bobinages

Si les bobines déjà réalisées permettent de satisfaire un certain nombre de besoins courants, en particulier dans le cas des convertisseurs de tension de petite puissance, il faut souvent concevoir soi-même les bobines et les transformateurs.

Pour cela, on dispose de noyaux ferromagnétiques adaptés aux applications de commutation. Ils sont formés de ferrites de diverses natures et peuvent se présenter sous plusieurs formes (tores, noyaux en forme de E, pots...).

Les constructeurs fournissent des abaques permettant le choix des matériaux et la procédure à suivre pour déterminer le nombre de spires à bobiner.

7.4.4 Condensateurs de filtrage

Les condensateurs de filtrage placés en sortie des convertisseurs à découpage sont soumis à des contraintes importantes, car ils doivent conduire à des faibles ondulations de la tension alors que les variations des courants sont importantes. Ce sont en général des condensateurs à électrolyte solide.

Leur capacité doit être assez élevée (dizaines ou centaines de microfarads), mais le paramètre essentiel est leur résistance série qui est doit être la plus petite possible car c'est souvent la principale cause d'ondulation de la tension de sortie. Il faut donc faire appel à des modèles spécifiques à faible résistance série.

7.5 Redresseur synchrone

Dans les structures classiques de convertisseurs de tension, la diode de roue libre amène une chute de tension et une perte d'énergie qui n'ont que peu de conséquences dès lors que la tension de sortie est nettement plus grande que le seuil de conduction de la diode. C'est bien le cas pour des montages délivrant 12 V ou 15 V. C'est encore approximativement le cas pour une tension de sortie de 5 V, particulièrement si la diode est de type Schottky.

Cependant, la tendance dans les circuits numériques est d'abaisser les niveaux de tension, et on rencontre de plus en plus de montages alimentés en 3,3 V. Il n'est alors plus question de pouvoir négliger le seuil de conduction, même pour une diode Schottky. Cela pose en particulier un problème dans les appareils portables pour lesquels on exige une alimentation à rendement élevé.

Le redresseur synchrone est une solution dans ce cas. Le circuit comporte déjà un transistor MOS à faible résistance pour réaliser l'interrupteur K avec de bonnes performances. Il s'agit de remplacer la diode de roue libre par un autre transistor MOS à faible résistance et de commander sa conduction dans les phases où la diode était passante (*figure 7.57*).

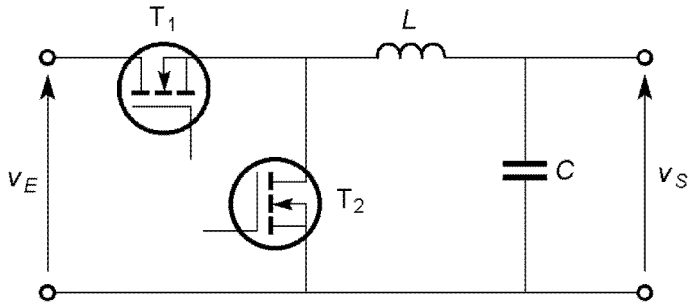


Figure 7.57 – Convertisseur abaisseur avec redresseur synchrone.

Un transistor MOS peut avoir une résistance entre drain et source qui ne dépasse pas quelques dizaines de milliohms. La chute de tension à ses bornes reste bien inférieure à celle produite par une diode Schottky, même pour des courants de plusieurs ampères.

Pour minimiser les pertes qui se produisent lors des commutations des transistors, une diode Schottky est ajoutée en parallèle du redresseur synchrone (*figure 7.58*).

La diode assure la continuité du courant lors du temps mort qui apparaît aux commutations des transistors (*figure 7.59*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

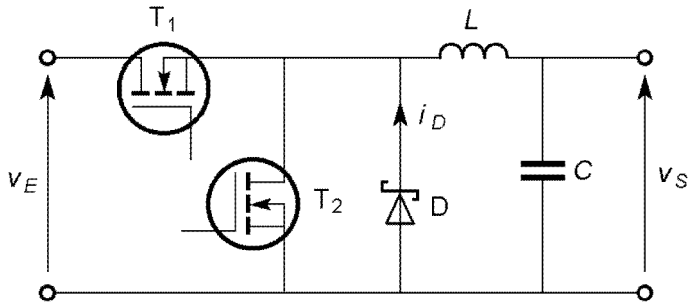


Figure 7.58 – Redresseur synchrone avec diode Schottky en parallèle.

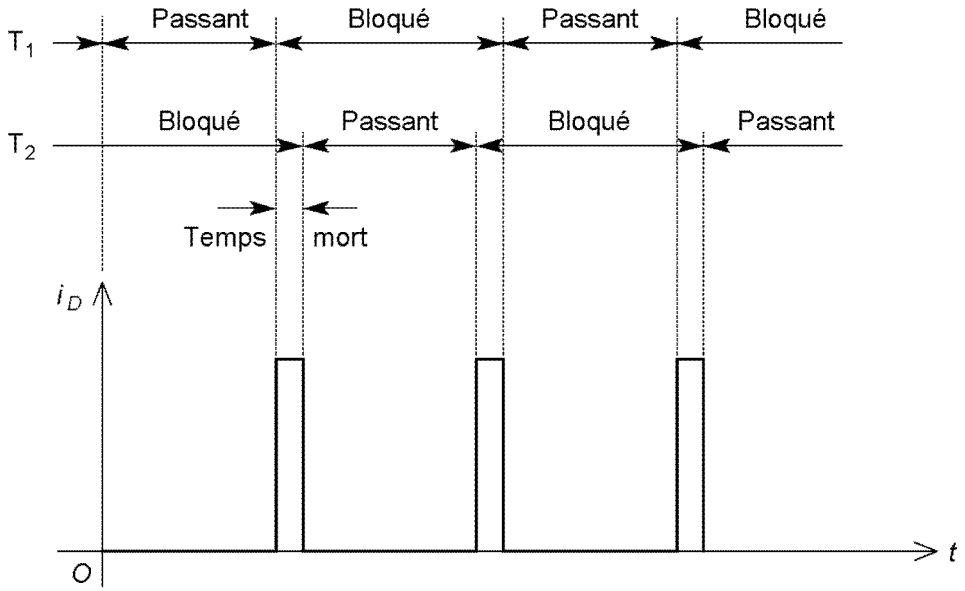


Figure 7.59 – Courant dans la diode Schottky.

La mesure du rendement d'un convertisseur abaisseur en fonction de l'intensité débitée montre l'amélioration apportée par le redresseur synchrone (*figure 7.60*).

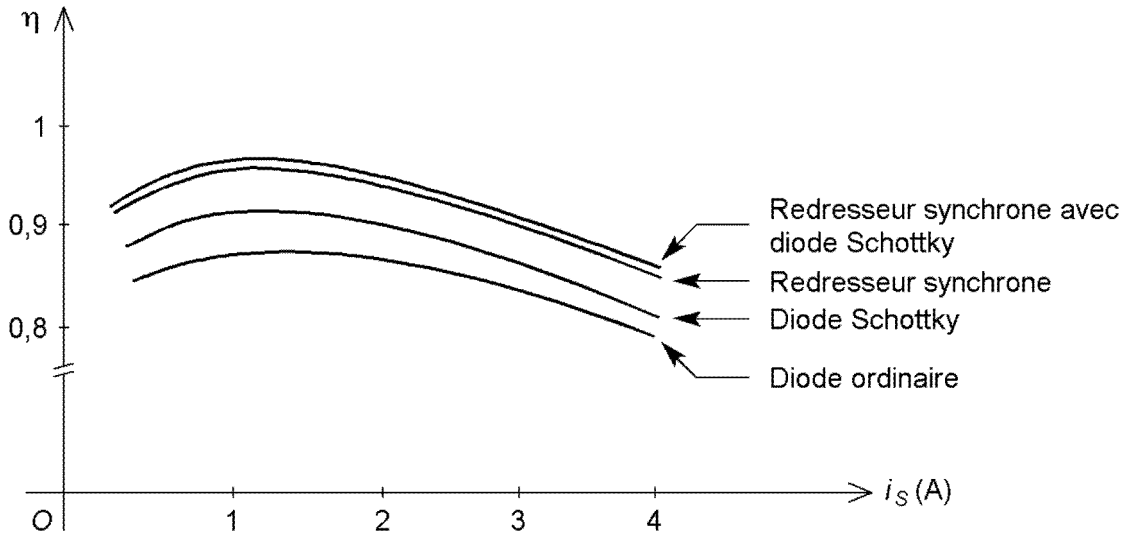


Figure 7.60 – Courbes de rendement d'un convertisseur abaisseur.

CHAPITRE 8

RÉGULATEURS DE TENSION À DÉCOUPAGE

Des régulateurs de tension peuvent être réalisés à partir des convertisseurs étudiés au chapitre précédent. Pour cela, il faut leur adjoindre un circuit qui élabore un signal rectangulaire de commande, dont les caractéristiques dépendent de l'écart entre la tension de sortie et une valeur de consigne. Cette fonction est en général assurée par un circuit intégré spécialisé.

8.1 Principes

Parmi les nombreux circuits intégrés disponibles sur le marché, on peut distinguer plusieurs types différents suivant le principe mis en œuvre.

8.1.1 Circuits en mode tension

Régulateurs à modulation de largeur d'impulsions

C'est de loin la solution la plus répandue (*figure 8.1*).

Une fraction de la tension de sortie est prélevée par un diviseur résistif. L'écart entre ce signal et une référence est présenté à l'entrée d'un amplificateur de différence. On compare ensuite la tension obtenue à un signal triangulaire d'amplitude et de fréquence fixes. On obtient ainsi des impulsions (*figure 8.2*).

La fréquence de ce signal est fixe, mais la largeur de l'impulsion dépend de la valeur de la tension de sortie du convertisseur : c'est une modulation de largeur d'impulsion. Autrement dit, le circuit procède à un réglage du rapport cyclique à fréquence constante. Comme la caractéristique de transfert du convertisseur est commandée par le rapport cyclique, on agit sur la tension de sortie. L'amplification A étant élevée, la tension différentielle d'entrée de l'amplificateur d'erreur est très faible. On a donc :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r \quad \text{soit} \quad v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

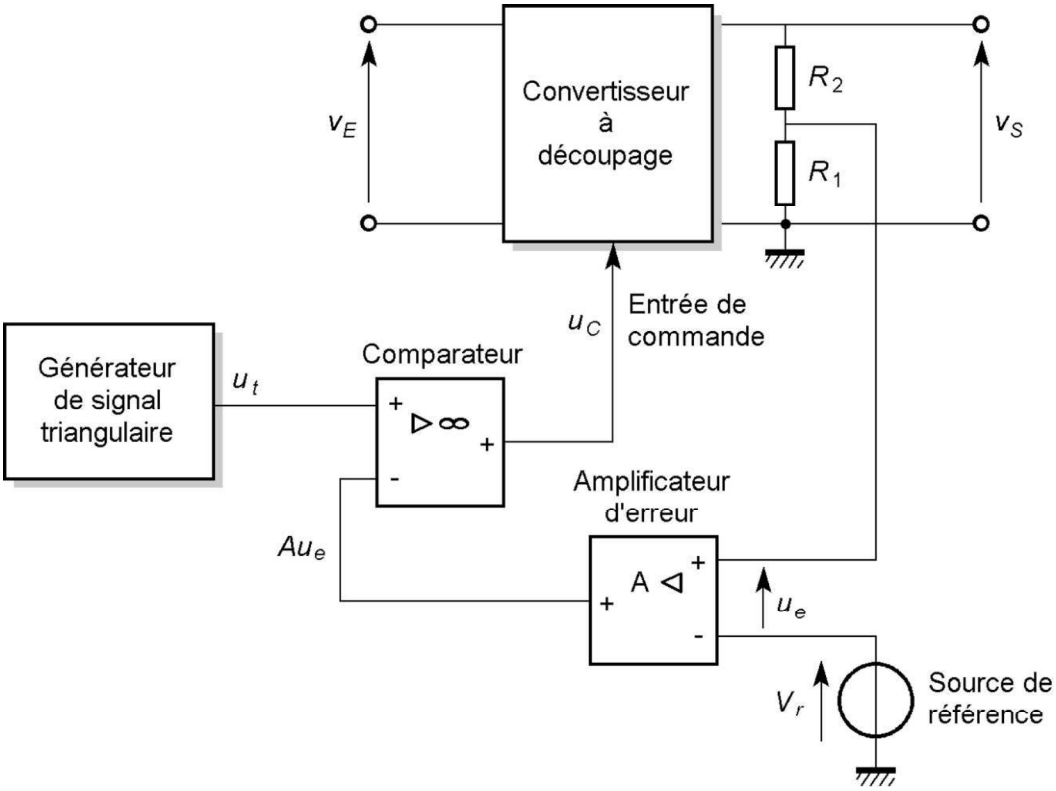


Figure 8.1 – Principe d'un régulateur à modulation de largeur d'impulsions.

Si la tension de sortie vient à diminuer, le niveau de comparaison Au_e baisse et le rapport cyclique du signal de commande augmente. La variation de tension initiale est ainsi compensée. Le dispositif effectue donc bien une régulation de tension. Les circuits intégrés spécialisés intègrent l'ensemble des éléments décrits ainsi que des

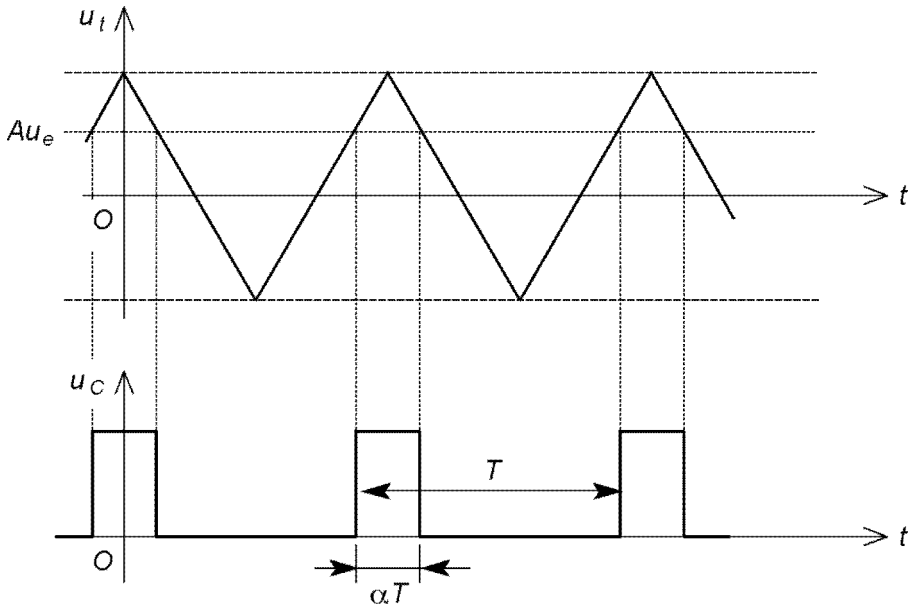


Figure 8.2 – élaboration de la tension de commande.

fonctions annexes comme la limitation de courant, l'inhibition, etc. On dispose en général aussi d'un transistor interne pouvant faire office de commutateur si les courants ne sont pas très élevés.

Dans le cas contraire, un transistor externe est nécessaire. Enfin, certains circuits possèdent une sortie double délivrant des impulsions décalées pour les convertisseurs qui utilisent deux commutateurs. Pour créer ces signaux, on fait appel à une bascule JK montée en diviseur par deux (*figure 8.3*).

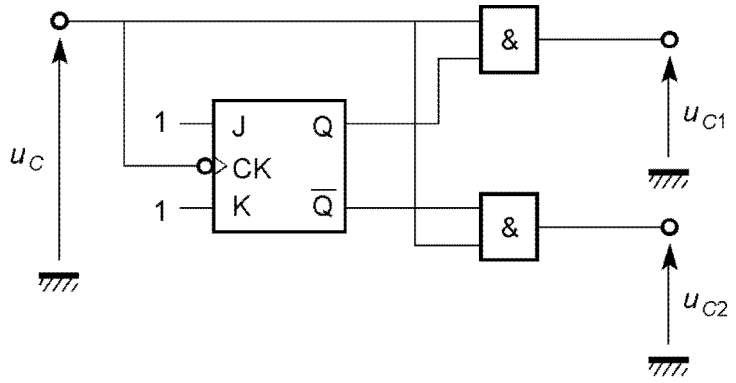


Figure 8.3 – Création d'une sortie double.

Les sorties Q et $\overline{Q}$ aiguillent les impulsions vers chacune des voies à l'aide de deux circuits ET (*figure 8.4*).

Régulateurs à temps de conduction fixe

Cette solution est utilisée dans certains convertisseurs de faible puissance. Elle a surtout l'avantage de la simplicité (*figure 8.5*).

La durée de l'état haut du signal de commande est fixée et le réglage s'effectue sur la durée de l'état bas. La fréquence de fonctionnement est donc variable. On retrouve l'amplificateur d'erreur qui compare une fraction de la tension de sortie à une référence. Le signal issu de ce circuit commande alors un générateur de signaux rectangulaires dont on règle la durée de l'état bas. Comme précédemment, le gain de l'amplificateur est élevé et on peut écrire :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r \quad \text{soit :} \quad v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

Pendant la durée fixe de l'état haut, la bobine du convertisseur emmagasine une certaine énergie. Celle-ci est restituée complètement pendant l'état bas du signal de commande. Le convertisseur fonctionne donc en mode discontinu. La fréquence n'étant pas constante, le filtrage est plus difficile que pour un régulateur à modulation de largeur d'impulsion. Cette solution n'est donc pas utilisée pour les convertisseurs de puissance élevée.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

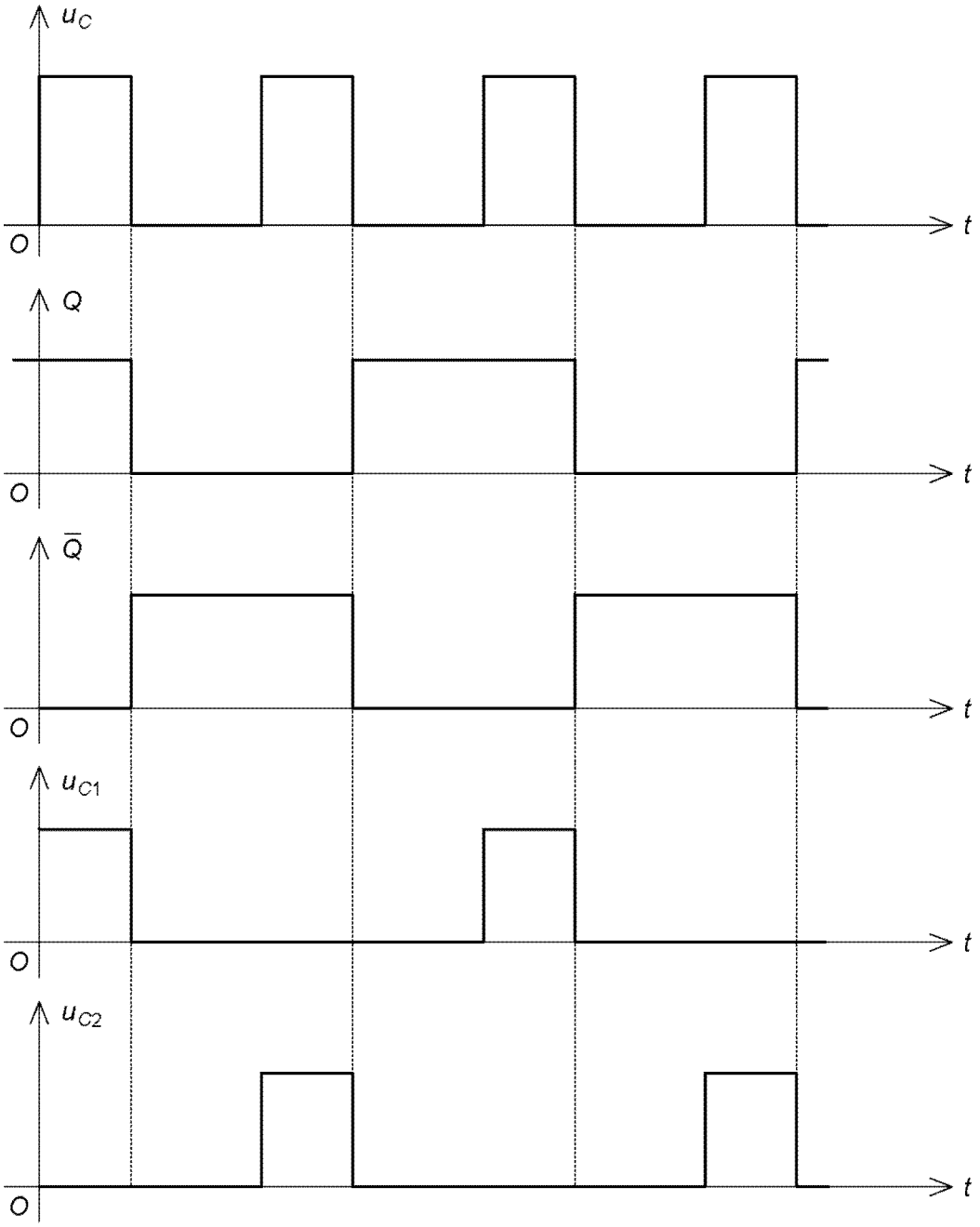


Figure 8.4 – Signaux de commande décalés.

Régulateur à blocage des commutations

Dans ce cas, le convertisseur fonctionne à la limite du mode continu, c'est-à-dire que l'énergie emmagasinée dans la bobine est juste épuisée à la fin de chaque période.

On autorise le fonctionnement pendant un certain temps pour augmenter la tension de sortie, puis on bloque les commutations lorsqu'un niveau donné est atteint (*figure 8.6*).

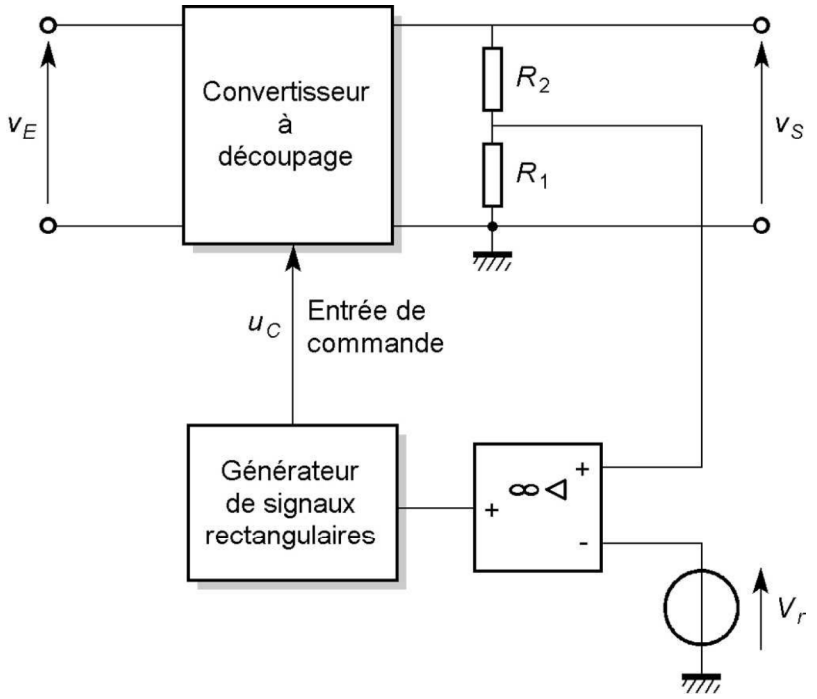


Figure 8.5 – Principe d'un régulateur à temps de conduction fixe.

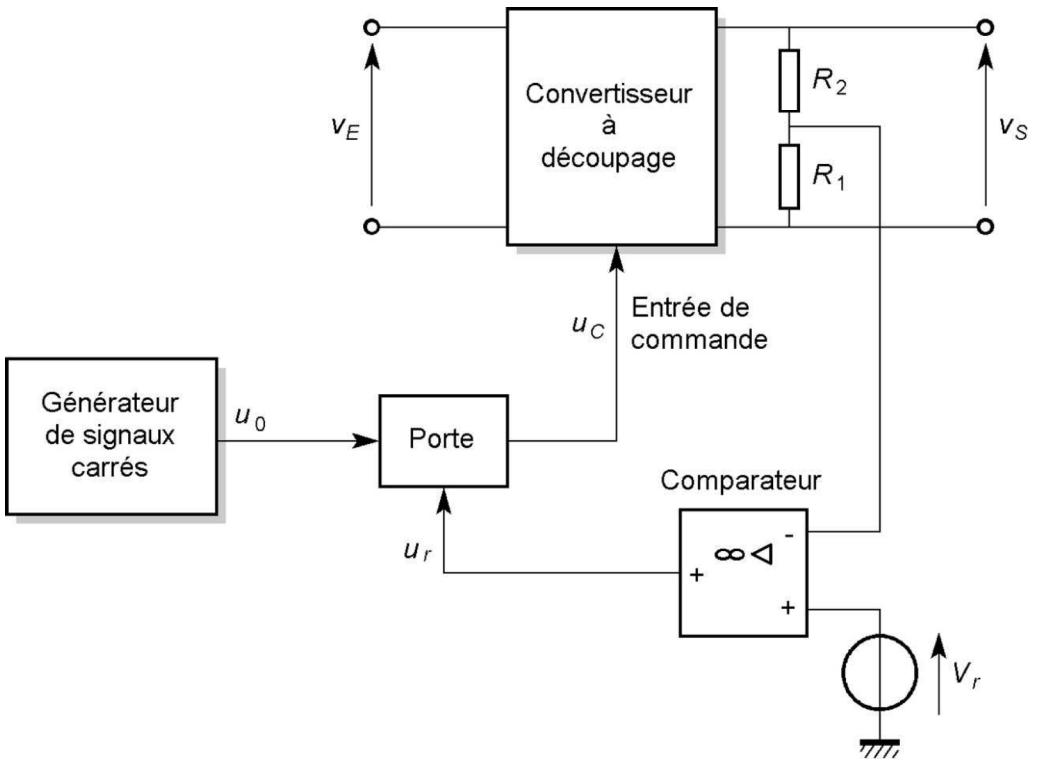


Figure 8.6 – Principe d'un régulateur à blocage des commutations.

L'écart entre la tension de sortie et sa valeur de consigne est détecté par un comparateur qui commande une porte. Celle-ci laisse passer les impulsions issues d'un générateur lorsque la tension de sortie est insuffisante (*figure 8.7*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

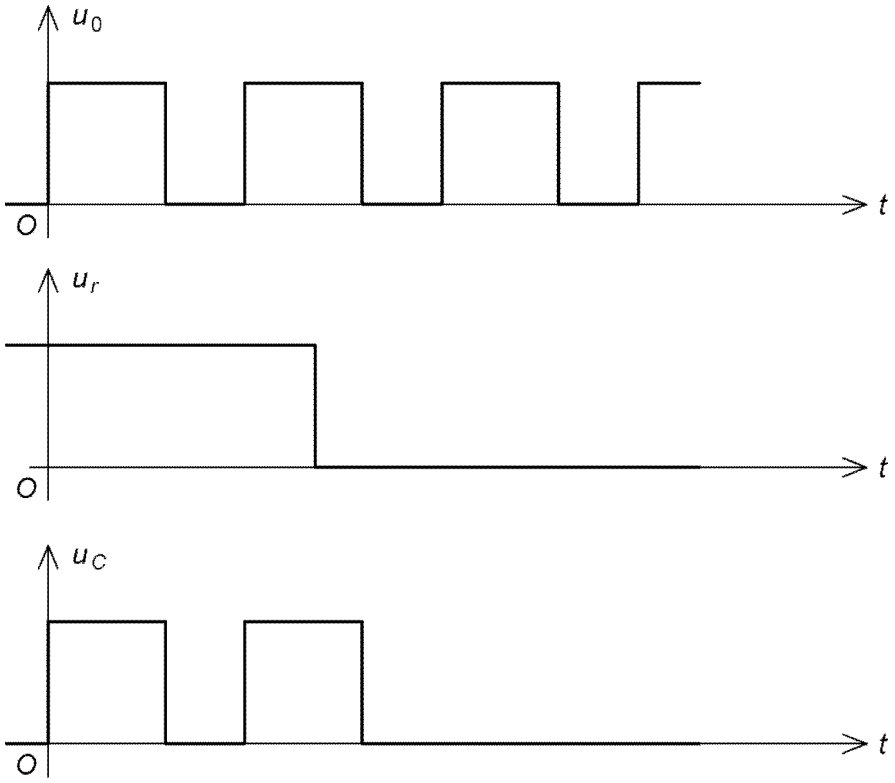


Figure 8.7 – Élaboration de la tension de commande.

De la même façon que précédemment, la tension de sortie vaut :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

8.1.2 Circuits en mode courant

Dans la commande en mode courant, on ne détecte pas seulement la tension de sortie, mais également le courant dans la bobine ou le primaire du transformateur (*figure 8.8*).

Lorsque la charge demande plus de puissance, le circuit de commande autorise un courant plus élevé dans la bobine ou le transformateur. Ce mode de fonctionnement permet une réponse transitoire rapide. Le circuit corrige immédiatement les variations de la tension d'entrée, ce qui conduit à une bonne régulation de ligne. Par ailleurs, la compensation en fréquence est facilitée car la transmittance du convertisseur n'a qu'un seul pôle.

Dans la méthode la plus courante, le générateur d'impulsions fait débuter chaque phase de conduction à fréquence fixe. Les phases de blocage débutent lorsque la tension image du courant dans la bobine ou le transformateur atteint un seuil défini par le signal d'erreur obtenu à partir de la tension de sortie.

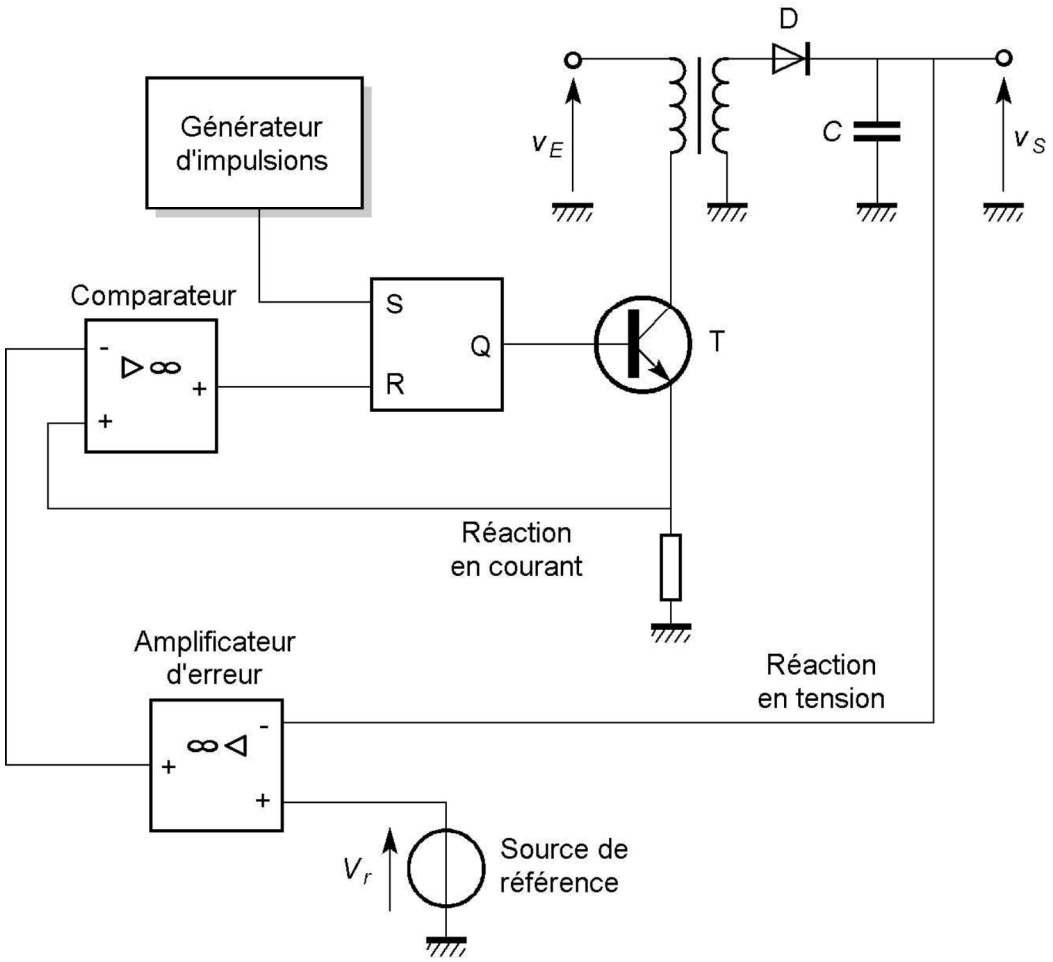


Figure 8.8 – Principe d'un régulateur à commande en mode courant.

8.2 Circuits intégrés spécialisés

Le circuit de commande d'un régulateur à découpage est le plus souvent intégré. L'utilisateur doit simplement ajouter quelques éléments externes pour définir la tension de sortie et la fréquence de commutation ou la durée de conduction. Dans certains cas, l'interrupteur de puissance et la diode sont également intégrés. Pour réaliser un régulateur complet, il reste alors à connecter le composant inductif et le condensateur de filtrage. Dans d'autres cas, il est nécessaire d'utiliser un transistor et une diode externes.

De nombreux circuits intégrés sont disponibles sur le marché. Le précurseur a été le SG3524 de Silicon General qui est apparu en 1976. Ce circuit est vite devenu un composant standard repris par de nombreux constructeurs (Texas Instruments SG3524, Fairchild KA3524...). Il s'agit d'un circuit de commande par modulation de largeur d'impulsions (*figure 8.9*).

Un générateur de signaux crée une tension en dents de scie dont la fréquence est fixée par deux composants externes : une résistance branchée entre la borne R_T et

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

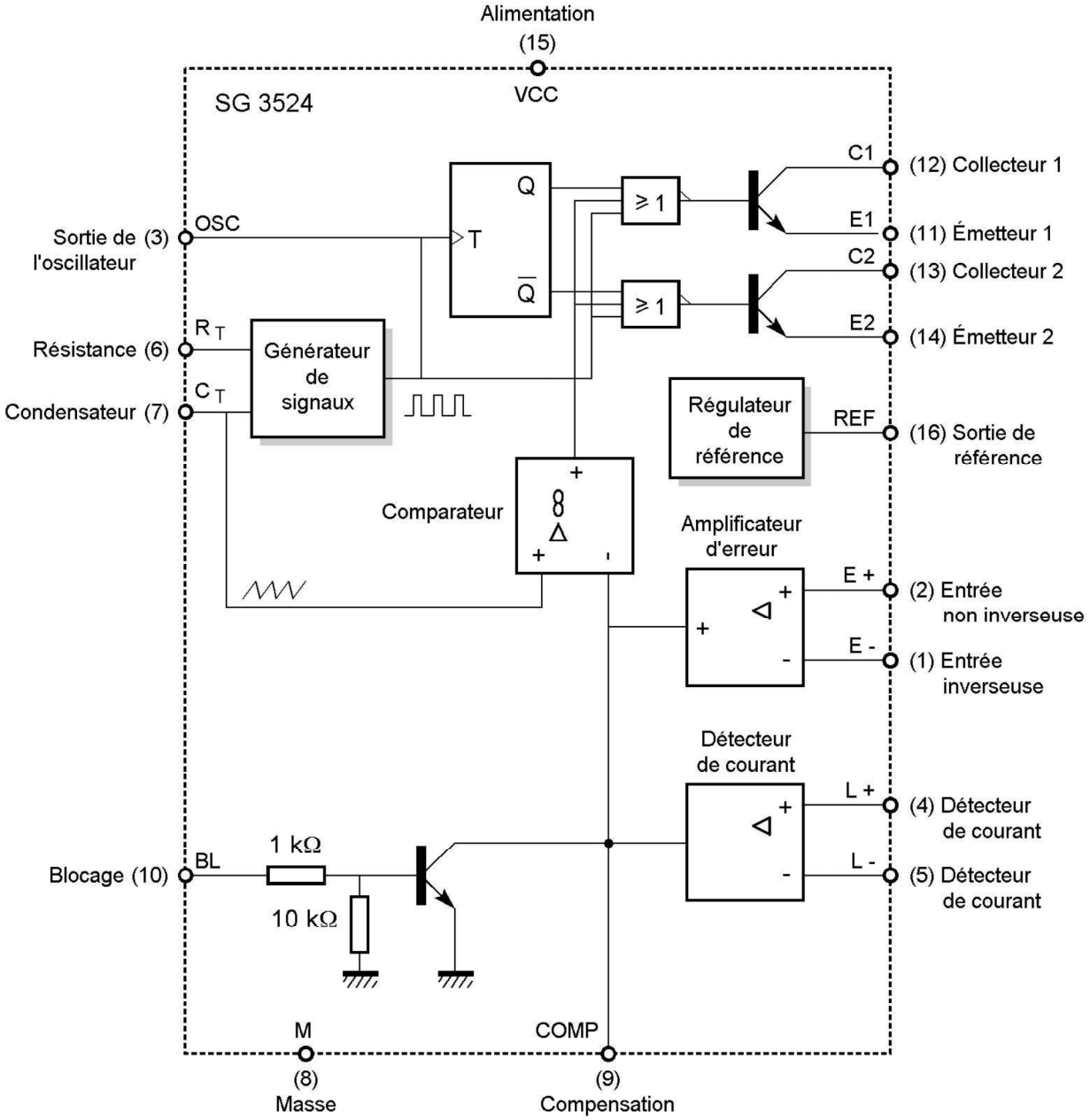


Figure 8.9 – Schéma fonctionnel du circuit intégré SG3524.

la masse et un condensateur connecté entre la borne C_T et la masse. Le constructeur précise la formule qui définit la fréquence :

$$f = \frac{1,15}{R_T C_T}$$

Les valeurs de R_T doivent être choisies entre $1,8$ kΩ et 100 kΩ, tandis que les valeurs possibles pour C_T vont de 1 nF à 100 nF. Un comparateur reçoit sur ses entrées la tension en dents de scie et un signal issu de l'amplificateur d'erreur. Une particularité de ce dernier est que la gamme possible pour sa tension d'entrée en mode commun s'étend de $1,8$ V à $3,4$ V. Il n'est donc pas possible d'appliquer directement la source de référence interne 5 V sur une entrée. On fait alors appel à un diviseur résistif externe.

La sortie du comparateur est appliquée sur une entrée des circuits NOR qui commandent chacun des deux transistors de sortie. Une bascule permet de diriger alternativement les impulsions vers chaque voie, et le générateur de signaux assure un temps mort pour éviter une conduction simultanée des transistors. Un circuit de limitation de courant agit également sur le comparateur.

Il faut noter que la tension appliquée sur chaque entrée de ce circuit doit être comprise entre -1 V et 1 V, ce qui impose le branchement de la résistance de détection de courant dans la connexion de masse du régulateur. Un transistor interne permet d'assurer le blocage du fonctionnement par un signal externe.

La sortie de l'amplificateur d'erreur est accessible pour permettre une commande de gain ou une compensation en fréquence. Le régulateur de référence peut débiter un courant de 50 mA. La tension d'alimentation V_{CC} doit être comprise entre 8 V et 40 V.

Le circuit SG3524 est très commode car il autorise toutes les possibilités de convertisseurs grâce aux nombreux points accessibles et à la présence de deux transistors séparés et commandés en opposition.

Il présente cependant quelques inconvénients qui ont été supprimés dans des versions ultérieures comme le SG3524A introduit en 1982. La précision de la source de référence a été améliorée (1 %), la gamme des tensions d'entrée de l'amplificateur d'erreur a été élargie (en incluant la tension de référence) et un circuit de détection de sous-tension permet d'assurer une meilleure sécurité du fonctionnement.

Les autres constructeurs ont également développé des composants du même type : ON Semiconductor avec les MC34060A et MC34163, Texas Instruments avec le TL494...

Unitrode a par ailleurs introduit des circuits plus particulièrement destinés aux alimentations à découpage avec isolement avec le UC3840.

Tous ces circuits fonctionnent sur le principe de la modulation de largeur d'impulsions.

D'autres composants exploitent le principe de la régulation par blocage des commutations. C'est le cas du μA78S40 de Fairchild (*figure 8.10*).

Un générateur de signaux crée les impulsions par charge et décharge d'un condensateur externe branché entre la borne C_T et la masse. La capacité de ce condensateur impose la durée de conduction du commutateur :

$$t_1 = \frac{C_T}{K} \quad \text{avec} \quad K = 4 \times 10^{-5}\ \text{F} \cdot \text{s}^{-1}$$

Un comparateur permet de situer la tension de sortie par rapport à une valeur de consigne et d'autoriser ou non le passage des impulsions du générateur grâce à un circuit ET associé à une bascule. Un circuit de référence délivre une tension de

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

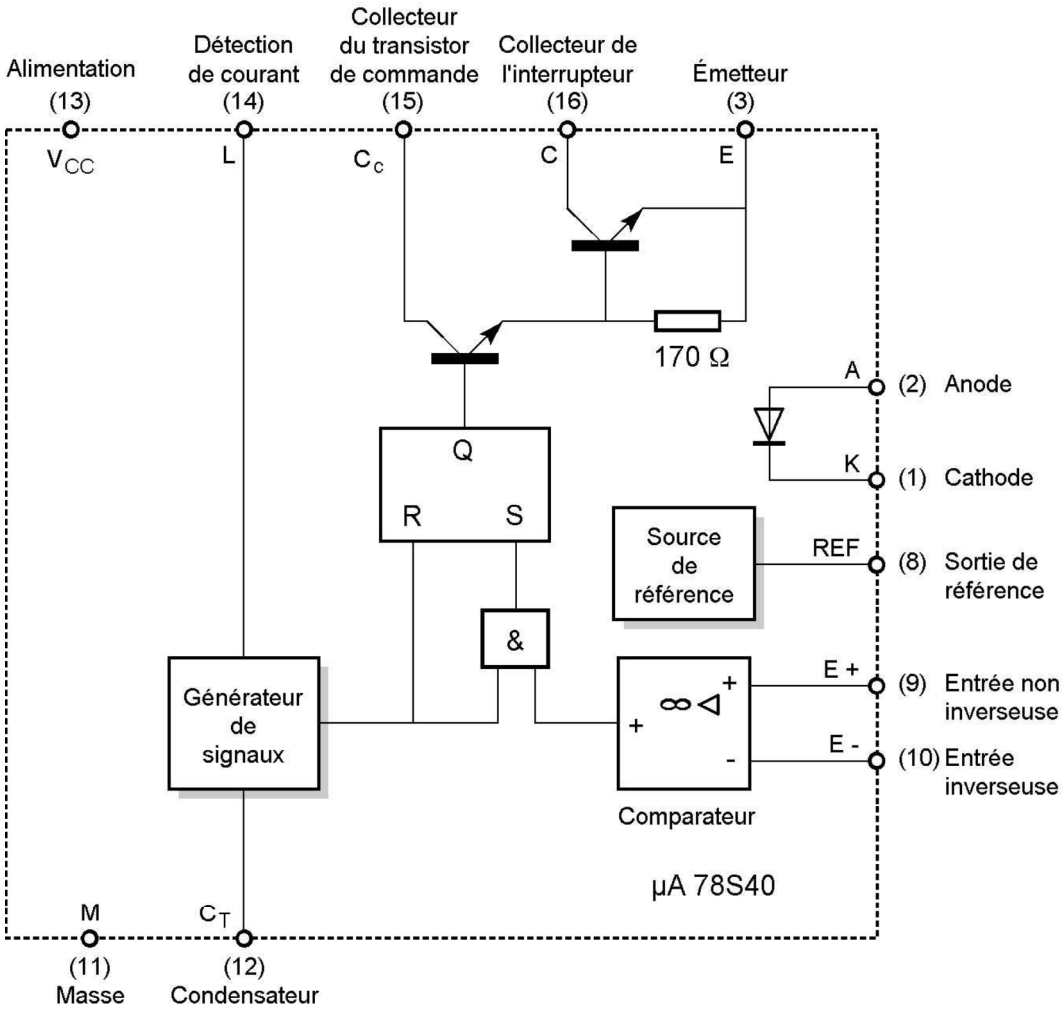


Figure 8.10 – Schéma fonctionnel du circuit intégré µA78S40.

1, 25 V. Un transistor de sortie couplé à un transistor de commande peut former un montage Darlington. Le courant dans cet interrupteur peut atteindre 1,5 A, ce qui dispense souvent de l'usage d'un transistor externe. La tension maximale est de 40 V. Enfin, une diode intégrée est disponible, ainsi qu'un amplificateur opérationnel supplémentaire (non représenté sur la figure). Le µA78S40 utilise un boîtier à 16 broches, mais il existe une version simplifiée, le MC34063 qui est disponible dans un boîtier à 8 broches. Il n'inclut ni la diode, ni l'amplificateur opérationnel supplémentaire, et la source de référence est reliée à l'entrée non inverseuse du comparateur.

D'autres circuits intégrés fonctionnent à temps de conduction constant. C'est en particulier le cas du TL497 de Texas Instruments (*figure 8.11*).

Le générateur de commande fournit des impulsions dont la durée est imposée par un condensateur externe :

$$t_1 = \frac{C_T}{K} \quad \text{avec} \quad K = 12\ \text{pF}\cdot\mu\text{s}^{-1}$$

La durée de l'état bas est commandée par un comparateur dont l'entrée inverseuse est reliée à une référence interne de 1, 2 V. L'entrée non inverseuse est accessible

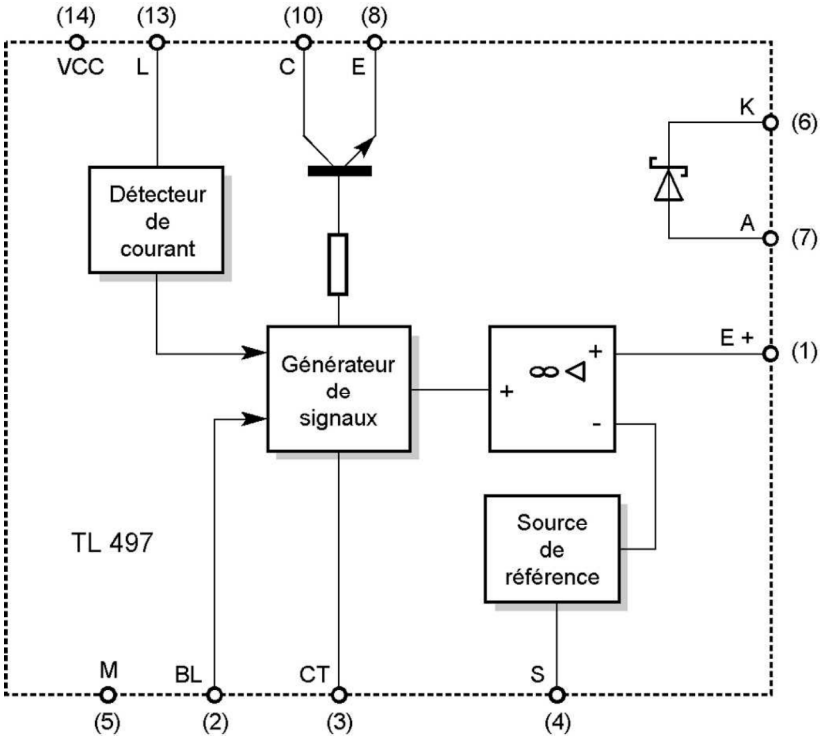


Figure 8.11 – Schéma fonctionnel du circuit intégré TL497.

pour la détection de la tension de sortie. Un circuit de limitation de courant agit également sur le générateur de signaux. Un transistor interne permet de commuter un courant pouvant atteindre 500 mA (maximum absolu 750 mA) et une diode Schottky est aussi disponible. La tension d'alimentation peut aller de 4, 5 V à 12 V (maximum absolu 15 V). Le circuit possède une entrée d'inhibition compatible TTL.

Les régulateurs intégrés dont on a parlé jusqu'à présent sont des modèles classiques rencontrés de façon courante aujourd'hui. Cependant, les constructeurs développent toujours de nouveaux composants plus performants qui tendent à remplacer les précédents. On peut tout d'abord citer le LM3578 de National Semiconductor[1] (*figure 8.12*).

Il s'agit d'un circuit de commande par modulation de largeur d'impulsions, disponible dans un simple boîtier à huit broches. Son utilisation est facilitée par un certain nombre de particularités de conception. Le générateur de signaux fonctionne à une fréquence fixée par la capacité C_T d'un condensateur externe. La correspondance est donnée par un abaque (*figure 8.13*).

Le comparateur a une structure particulière. Ses deux entrées sont accessibles. Lorsque l'une de ces entrées est laissée en l'air, elle fait office de tension de référence d'une valeur de 1 V. Le circuit de limitation de courant est également

[1] Marque rachetée par Texas Instrument en 2011.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

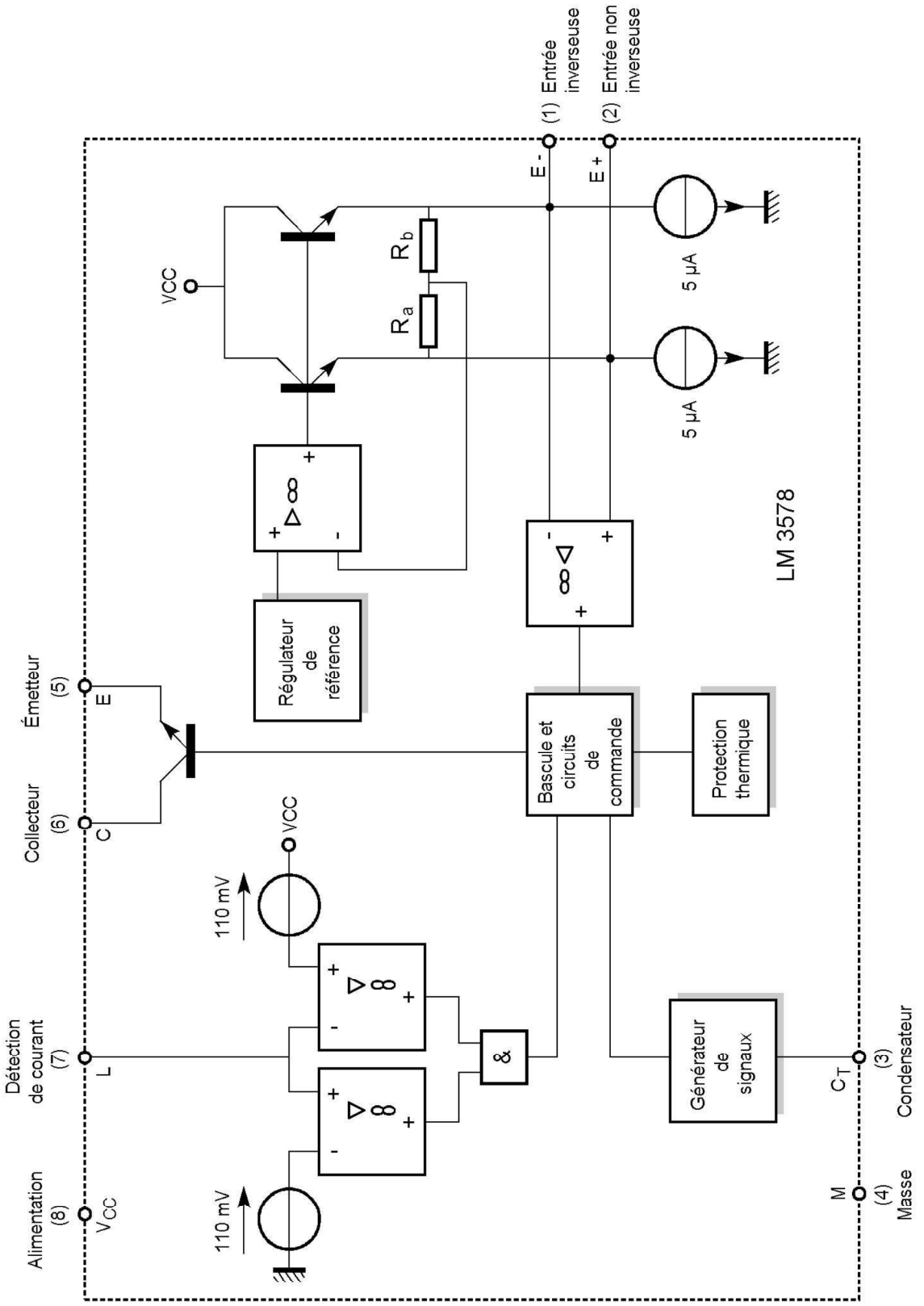


Figure 8.12 – Schéma fonctionnel du circuit intégré LM3578.

particulier : une seule borne permet une mesure de courant par une résistance reliée soit à la masse, soit à l'alimentation. Le transistor interne peut commuter un courant de 750 mA et la tension d'alimentation V_{CC} peut atteindre 40 V.

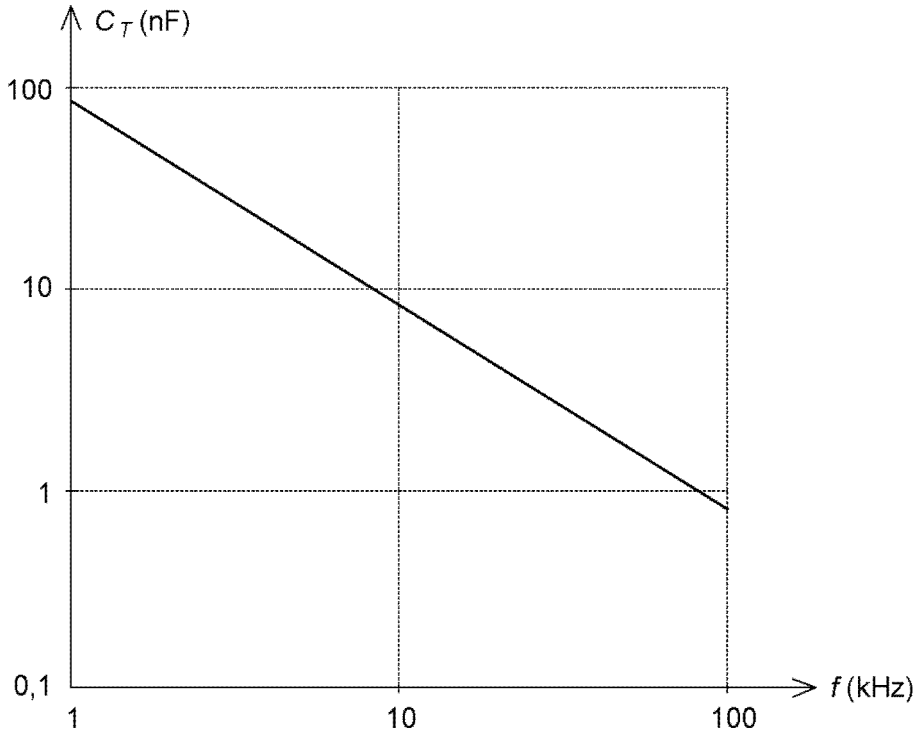


Figure 8.13 – Abaque donnant la capacité C_T en fonction de la fréquence des commutations.

Un autre circuit intégré intéressant est le L296 de STM (*figure 8.14*).

Ce composant est un régulateur à modulation de largeur d'impulsions destiné à la réalisation de montages abaisseurs et qui peut délivrer 4 A sans transistor externe, avec une tension comprise entre 5,1 V et 40 V. Le circuit comporte une limitation de courant réglable, un démarrage progressif, une entrée d'inhibition, une protection thermique et une sortie de remise à zéro pour microprocesseur. Un circuit de protection contre les surtensions permet de commander un thyristor externe. Enfin, une entrée permet une synchronisation entre plusieurs régulateurs. La tension de référence est fixée à 5,1 V. La fréquence de fonctionnement peut atteindre 200 kHz et la tension d'entrée doit rester inférieure à 50 V.

Certains circuits intégrés fonctionnent en mode courant. C'est le cas des UC3842/3/4/5 créés par Unitrode et maintenant disponibles chez plusieurs fabricants, ou des LT1070/1 de Linear Technology.

Parallèlement, les fréquences de commutation sont de plus en plus élevées, ce qui entraîne un moindre dimensionnement des composants inductifs. Par exemple, le circuit UC3842 fonctionne avec une fréquence maximale de 500 kHz. Le Si9l00 de Vishay permet d'atteindre 1 MHz.

Les commutateurs internes font de plus en plus souvent appel à des transistors MOS à la place des transistors bipolaires plus classiques.

Des circuits spécifiques permettent d'obtenir des convertisseurs de petite puissance avec un minimum de composants externes. Par exemple, les circuits MAX631, 632

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

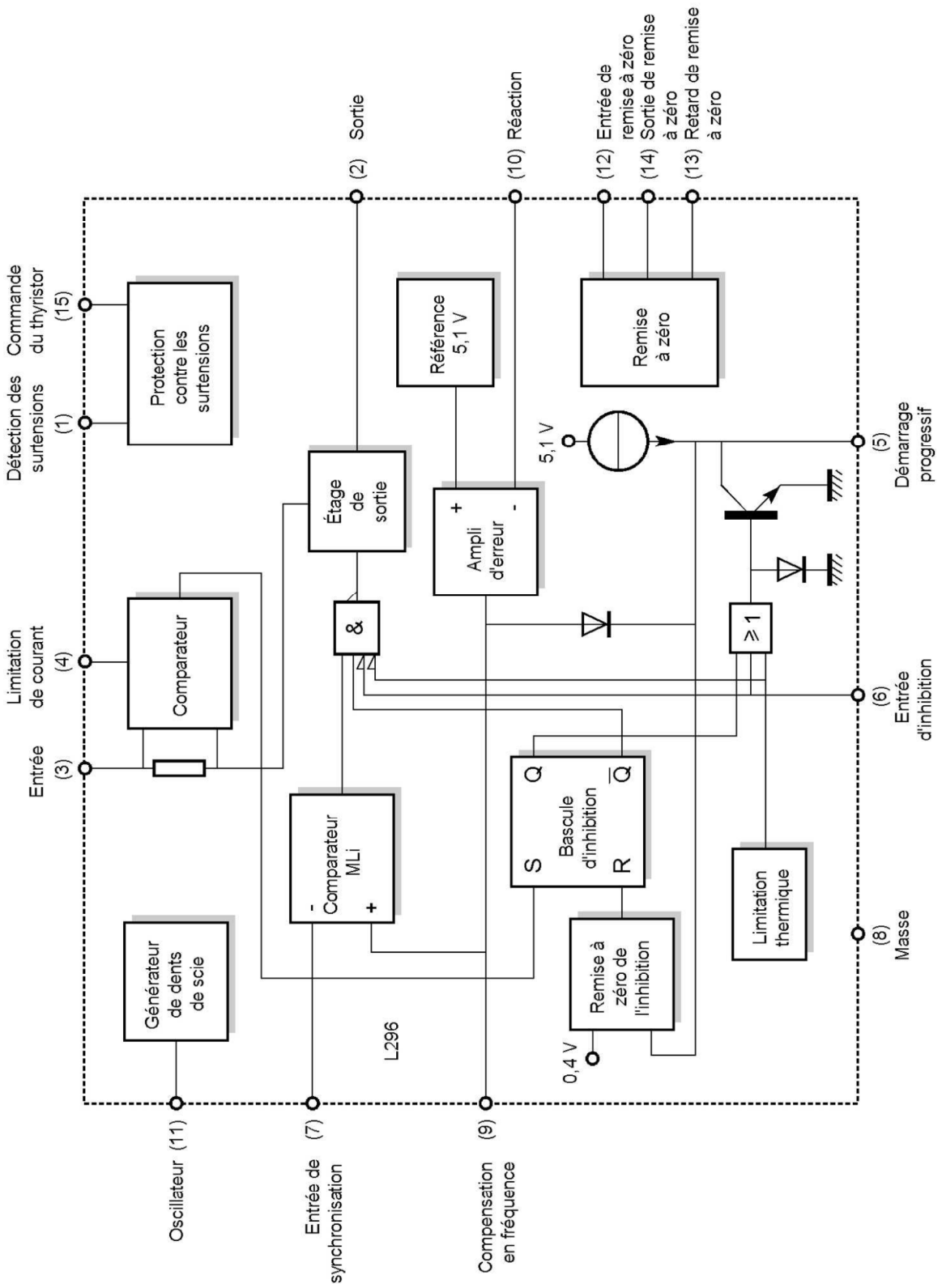


Figure 8.14 – Schéma fonctionnel du circuit intégré L296.

et 633 de Maxim sont des convertisseurs élévateurs qui délivrent 5 V, 12 V et 15 V avec simplement une bobine et deux condensateurs à ajouter.

Certains composants sont plus particulièrement destinés aux convertisseurs alimentés par pile. Ils incorporent un détecteur d'épuisement. On peut citer pour exemple le MAX630 de Maxim.

Enfin, les courants commutés sont de plus en plus élevés : par exemple 5 A pour le circuit LT1070 de Linear Technology qui fonctionne en mode courant.

8.3 Exemples de régulateurs abaisseurs

8.3.1 Montage utilisant un circuit intégré SG3524

À partir d'une source de 15 V, on désire obtenir une tension de -5 V pour un courant maximal de 1 A. L'ondulation crête-à-crête ne doit pas dépasser 0,5 % de la valeur moyenne de la tension de sortie. Le montage comporte tous les éléments du schéma de principe d'un convertisseur abaisseur : l'interrupteur (formé ici par un montage Darlington intégré), la diode, la bobine et le condensateur (*figure 8.15*).

Le circuit intégré demande en plus quelques éléments externes : diviseurs de tension pour fixer le niveau de sortie, résistance de détection pour la limitation de courant, résistance et condensateur permettant de choisir la fréquence de commutation et enfin circuit *RC* de compensation. Le montage fonctionne normalement en mode continu et les formules correspondantes démontrées au chapitre précédent permettent le choix de L et de C. Les caractéristiques du circuit intégré résumées plus haut conduisent au choix des autres composants. On peut commencer par fixer la fréquence de commutation. Ce choix résulte d'un compromis. Une fréquence élevée est souhaitable pour réduire le dimensionnement des éléments de filtrage, mais exige des performances plus grandes en ce qui concerne le transistor et la diode. Par ailleurs, il est recommandé de choisir une fréquence dépassant le domaine audible pour éviter les perturbations correspondantes. On prend par exemple ici une fréquence de l'ordre de 25 kHz. Ainsi, avec $R_T = 4,7$ kΩ et $C_T = 10$ nF, on obtient :

$$f_c = \frac{1,15}{4,7 \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9}} = 24,5 \text{ kHz}$$

Ensuite, on impose une ondulation maximale au courant dans la bobine et on en déduit une valeur minimale pour L :

$$L_{min} = \frac{v_S (v_E - v_S)}{v_E f_c \Delta i_{L\,max}}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

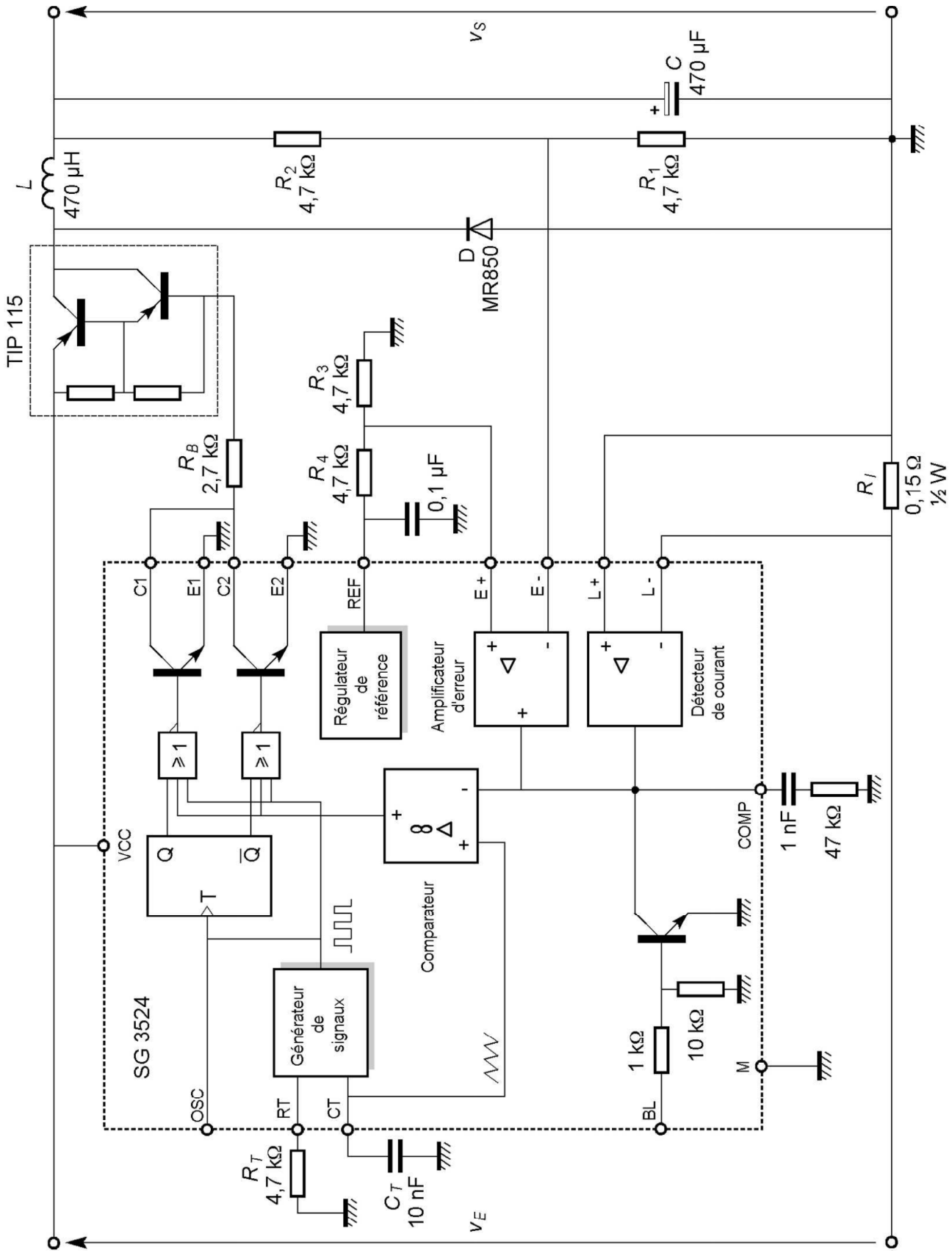


Figure 8.15 – Régulateur abaisseur utilisant un SG3524.

On fixe habituellement une ondulation crête-à-crête du courant de l'ordre de 40 % de sa valeur moyenne (cela résulte d'un compromis pour les valeurs de L et C) :

$$\Delta i_{L\,max} = 0,4 i_{S\,max}$$

On calcule ici :

$$L_{min} = \frac{5 \times (15 - 5)}{15 \times 24,5 \times 10^3 \times 0,4 \times 1} = 340\ \mu\text{H}$$

On choisit par exemple $L = 470\ \mu$H dans les valeurs courantes d'inductances. On peut alors calculer la valeur minimale à attribuer à C pour respecter le cahier des charges en ce qui concerne l'ondulation maximale de la tension de sortie :

$$C_{min} = \frac{(v_E - v_S)\, v_S}{8 v_E L f_c^2 \Delta v_{S\,max}}$$

Cela donne dans notre cas :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{0,5}{100} \times 5 = 25\ \text{mV}$$

$$C_{min} = \frac{(15 - 5) \times 5}{8 \times 15 \times 470 \times 10^{-6} \times \left(24,5 \times 10^3\right)^2 \times 25 \times 10^{-3}} = 59,1\ \mu\text{F}$$

On doit choisir un condensateur ayant une capacité supérieure à ce minimum avec une certaine marge de sécurité. Un autre paramètre important est la résistance série de ce condensateur puisqu'elle augmente l'ondulation de la tension de sortie. On fait donc appel à des composants spécialisés appartenant à des séries à faible résistance. Pour notre exemple, on peut penser qu'un condensateur de 150 µF peut convenir, la marge de sécurité étant bien assurée. Un tel élément choisi dans un modèle destiné aux applications de commutation présente une résistance série de 215 mΩ. L'ondulation supplémentaire due à cette imperfection est :

$$\Delta v_r = r \Delta i_L$$

Compte tenu du choix de l'inductance, on a pour le courant :

$$\Delta i_L = \Delta i_{L\,max} \frac{L_{min}}{L}$$

soit :

$$\Delta i_L = 0,4 \frac{340}{470} = 0,29\ \text{A}$$

On calcule donc :

$$\Delta v_r = 215 \times 0,29 = 62\ \text{mV}$$

Le choix effectué ne convient pas puisque l'ondulation due à la résistance série seule dépasse déjà le maximum fixé de 25 mV. On fait donc appel à un condensateur de capacité plus élevée qui a aussi l'avantage de présenter une résistance plus faible. Par exemple, dans la même fabrication, un élément de 470 µF a une

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

résistance série de 70 mΩ. L'ondulation obtenue avec un condensateur idéal de 470 μF vaudrait :

$$\Delta v_C = \Delta v_{S\,max}\frac{C_{min}}{C}$$

soit :

$$\Delta v_C = 25\frac{59,1}{470} = 3,1 \text{ mV}$$

Le supplément créé par la résistance série est :

$$\Delta v_r = 70 \times 0,29 = 20,3 \text{ mV}$$

L'ondulation aux bornes du condensateur réel est strictement inférieure à la somme des deux résultats précédents puisque les extremums des deux tensions ne se correspondent pas (voir chapitre précédent). On a donc :

$$\Delta v_S < 23,4 \text{ mV}$$

Le cahier des charges est alors bien satisfait. Comme c'est souvent le cas dans ce genre de circuits, on constate que c'est la résistance série du condensateur qui impose le choix d'une valeur de capacité nettement plus élevée que le minimum théorique.

On détermine ensuite la résistance R_l qui fixe la limitation de courant. Comme on l'a signalé plus haut, cette résistance doit être placée dans la connexion de masse du circuit, ce qui impose que la source de tension d'entrée ne puisse pas avoir de point commun avec la sortie. Le circuit de limitation entre en action pour une tension de $0,2$ V entre les bornes L_+ et L_-. Le courant maximal I_l est alors imposé par la relation :

$$I_l = \frac{V_l}{R_l}$$

Pour assurer une marge correcte par rapport au courant maximal souhaité de 1 A tout en assurant la sécurité des composants, on choisit une limitation à 1,3 A. Il faut donc avoir :

$$R_l = \frac{0,2}{1,3} = 0,154\ \Omega$$

On prend la valeur normalisée la plus proche, soit $0,15\ \Omega$. La puissance dissipée maximale vaut :

$$P_{max} = \frac{0,2^2}{0,15} = 0,267 \text{ W}$$

On utilise donc une résistance appartenant à une série $0,5$ W.

La tension de sortie est fixée grâce à deux diviseurs résistifs. Le premier, formé par R_1 et R_2, prélève une fraction de la tension de sortie qui est appliquée à l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2}v_S$$

Le second, formé de R_3 et R_4, permet de diviser la tension de référence pour appliquer sur l'entrée non inverseuse un niveau compatible avec la gamme des tensions autorisées pour ce circuit (1,8 V à 3,4 V) :

$$v_+ = \frac{R_3}{R_3 + R_4} V_r$$

La tension de référence valant 5 V, le plus simple est d'utiliser deux résistances identiques pour obtenir un niveau de 2,5 V sur l'amplificateur :

$$v_+ = \frac{V_r}{2}$$

On a choisi ici deux résistances de 4,7 kΩ, ce qui donne un courant de pont tout à fait raisonnable, de l'ordre de 0,5 mA. Le gain de l'amplificateur d'erreur étant très élevé, on a :

$$v_- = v_+ \quad \text{donc :} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = \frac{V_r}{2}$$

On en déduit la valeur du rapport des résistances :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2v_S}{V_r} - 1$$

Pour obtenir 5 V en sortie, il faut :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{2 \times 5}{5} - 1 = 1$$

On choisit par exemple deux résistances de 4,7 kΩ, le courant de pont correspondant étant alors de l'ordre de 0,5 mA.

Le transistor et la diode doivent supporter les contraintes de tension et de courant et posséder une rapidité de commutation suffisante. On a choisi ici un Darlington intégré TIP115 et une diode MR850. Enfin, un réseau de compensation est nécessaire pour créer un zéro dans la fonction de transfert qui annule un pôle introduit par le filtre de sortie. On emploie ici une résistance de 47 kΩ en série avec un condensateur de 1 nF.

8.3.2 Montage utilisant un circuit intégré LM3578

Ce circuit intégré récent permet de réduire le nombre de composants par rapport au cas précédent (*figure 8.16*).

On veut obtenir ici 5 V à partir d'une source de 15 V. Le courant maximal dans la charge est 400 mA et l'ondulation résiduelle de la tension de sortie ne doit pas dépasser 1 %. Le transistor interne pouvant supporter 750 mA, aucun élément externe n'est nécessaire pour réaliser l'interrupteur.

On retrouve les composants de base du régulateur abaisseur : diode, bobine et condensateur de sortie. Un seul diviseur résistif suffit pour fixer la tension car la source de référence est directement reliée à une entrée de l'amplificateur d'erreur.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

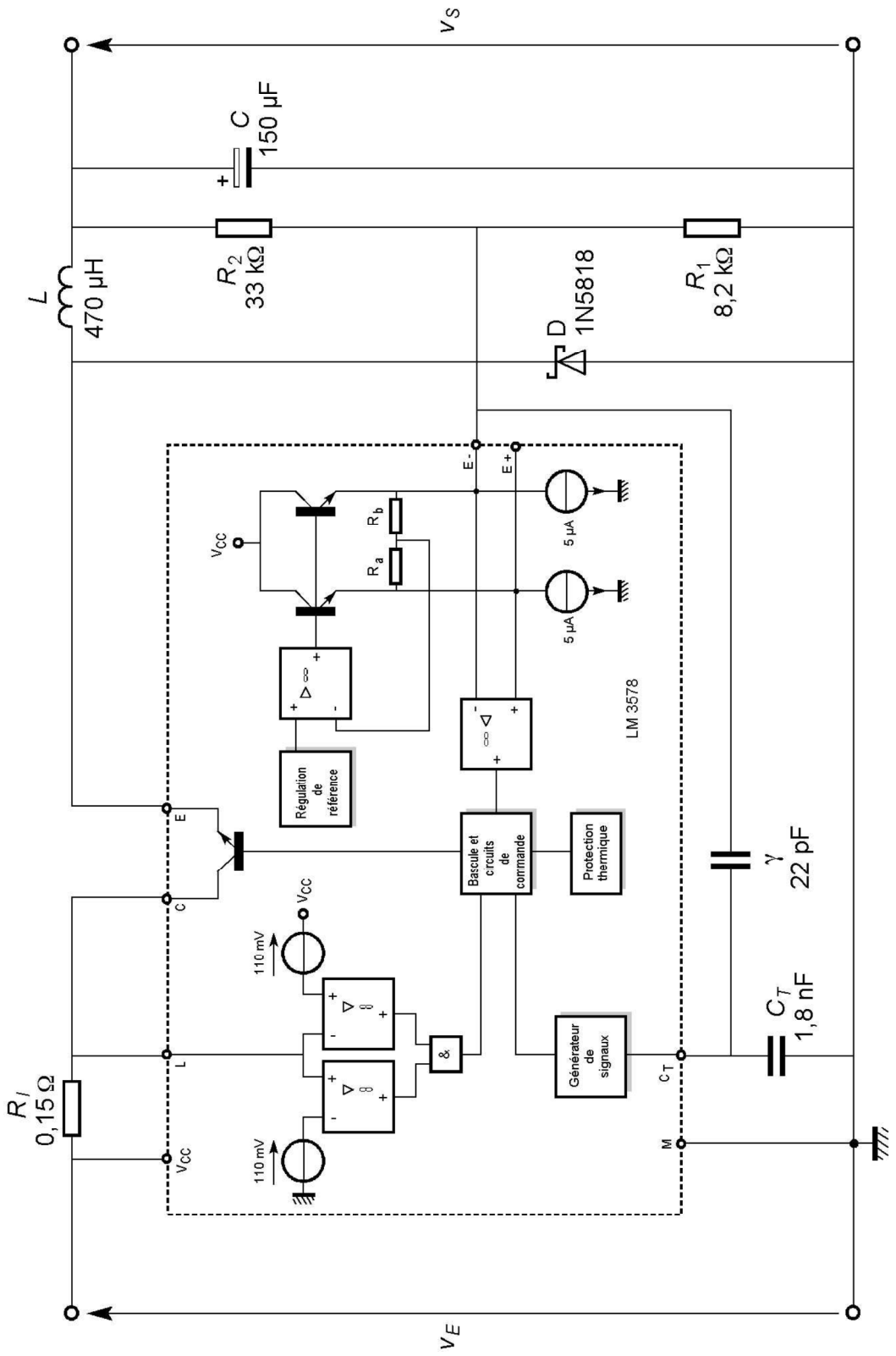


Figure 8.16 – Régulateur abaisseur utilisant un LM3578.

Ici, la tension de sortie est réinjectée sur l'entrée inverseuse tandis que l'entrée non inverseuse est laissée en l'air, le circuit intégré fixant alors automatiquement son potentiel à la référence de 1 V. La limitation de courant se fait grâce à une résistance branchée dans la connexion d'alimentation, ce qui permet d'avoir la même masse en entrée et en sortie. La fréquence de fonctionnement est fixée par un seul condensateur.

Le circuit fonctionne normalement en mode continu et les formules de choix de L et C sont les mêmes que dans l'exemple précédent. Les caractéristiques du circuit intégré imposent les autres composants. La fréquence des commutations peut atteindre 100 kHz. On choisit ici une valeur de 50 kHz. La capacité du condensateur nécessaire est lue sur l'abaque du constructeur :

$$C_T = 1,8 \text{ nF}$$

Comme dans le cas précédent, on impose une ondulation de courant inférieure à 40 %, ce qui conduit à une valeur minimale d'inductance :

$$L_{min} = \frac{5 \times (15 - 5)}{15 \times 50 \times 10^3 \times 0,4 \times 0,4} = 417 \text{ µH}$$

On choisit $L = 470$ µH. L'ondulation maximale de la tension de sortie fixe la valeur minimale de la capacité du condensateur de filtrage :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{1}{100} \times 5 = 50 \text{ mV}$$

$$C_{min} = \frac{(15 - 5) \times 5}{8 \times 15 \times 470 \times 10^{-6} \times \left(50 \times 10^3\right)^2 \times 50 \times 10^{-3}} = 7,09 \text{ µF}$$

Cependant, c'est surtout la résistance série du condensateur qui est une contrainte et on est obligé de choisir une capacité nettement supérieure au minimum théorique, même dans une fabrication à faible résistance. On prend ici un condensateur de 150 µF. Sa résistance série est de 215 mΩ. Avec l'inductance choisie, l'ondulation du courant vaut :

$$\Delta i_L = 0,16 \times \frac{417}{470} = 0,142 \text{ A}$$

Cela donne une contribution de la résistance série à l'ondulation de la tension de sortie :

$$\Delta v_r = 215 \times 0,14 = 30,5 \text{ mV}$$

Un condensateur idéal de 150 µF limiterait l'ondulation à :

$$\Delta v_C = 50 \frac{7,09}{150} = 2,4 \text{ mV}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le composant réel donne une variation inférieure à la somme des deux résultats précédents, soit :

$$\Delta v_S < 32,9 \text{ mV}$$

On fixe la limitation de courant au maximum autorisé par le transistor interne, 750 mA. La tension de seuil du circuit détecteur étant de 110 mV, on calcule la résistance nécessaire :

$$R_l = \frac{V_l}{I_l} \quad \text{soit :} \quad R_l = \frac{110}{750} = 0,147\ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de $0,15\ \Omega$. La tension de sortie est fixée par un seul diviseur résistif qui applique une fraction de la tension de sortie sur l'entrée inverseuse de l'amplificateur d'erreur :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$$

L'entrée non inverseuse est laissée en l'air. Dans ces conditions, le circuit intégré maintient le potentiel de ce point à 1 V (référence). Le gain de l'amplificateur étant très élevé, on a :

$$v_- = v_+ \quad \text{soit :} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r$$

On en déduit le rapport des résistances :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1$$

Pour avoir une tension de sortie de 5 V, on fixe $R_1 = 8,2\ \text{k}\Omega$, ce qui donne :

$$R_2 = \left(\frac{5}{1} - 1\right) \times 8,2 = 32,8\ \text{k}\Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 33 kΩ. Le courant de pont est de l'ordre de 0,12 mA, ce qui est nettement supérieur au courant d'entrée de l'amplificateur d'erreur (valeur typique $0,5\ \mu\text{A}$). Du fait de la fréquence de commutation qui est assez élevée, on utilise une diode Schottky du type 1N5818. Son dimensionnement est largement suffisant puisqu'elle supporte 1 A et 30 V. Enfin, un condensateur additionnel γ est nécessaire au fonctionnement correct du circuit intégré. Sa capacité doit être comprise entre 10 et 30 pF. On a choisi ici une valeur normalisée de 22 pF.

Il est évidemment possible d'augmenter les capacités du régulateur en ajoutant un transistor externe (*figure 8.17*).

L'étude est similaire à celle qui vient d'être menée, avec en plus le dimensionnement du transistor en fonction du courant maximal demandé par la charge.

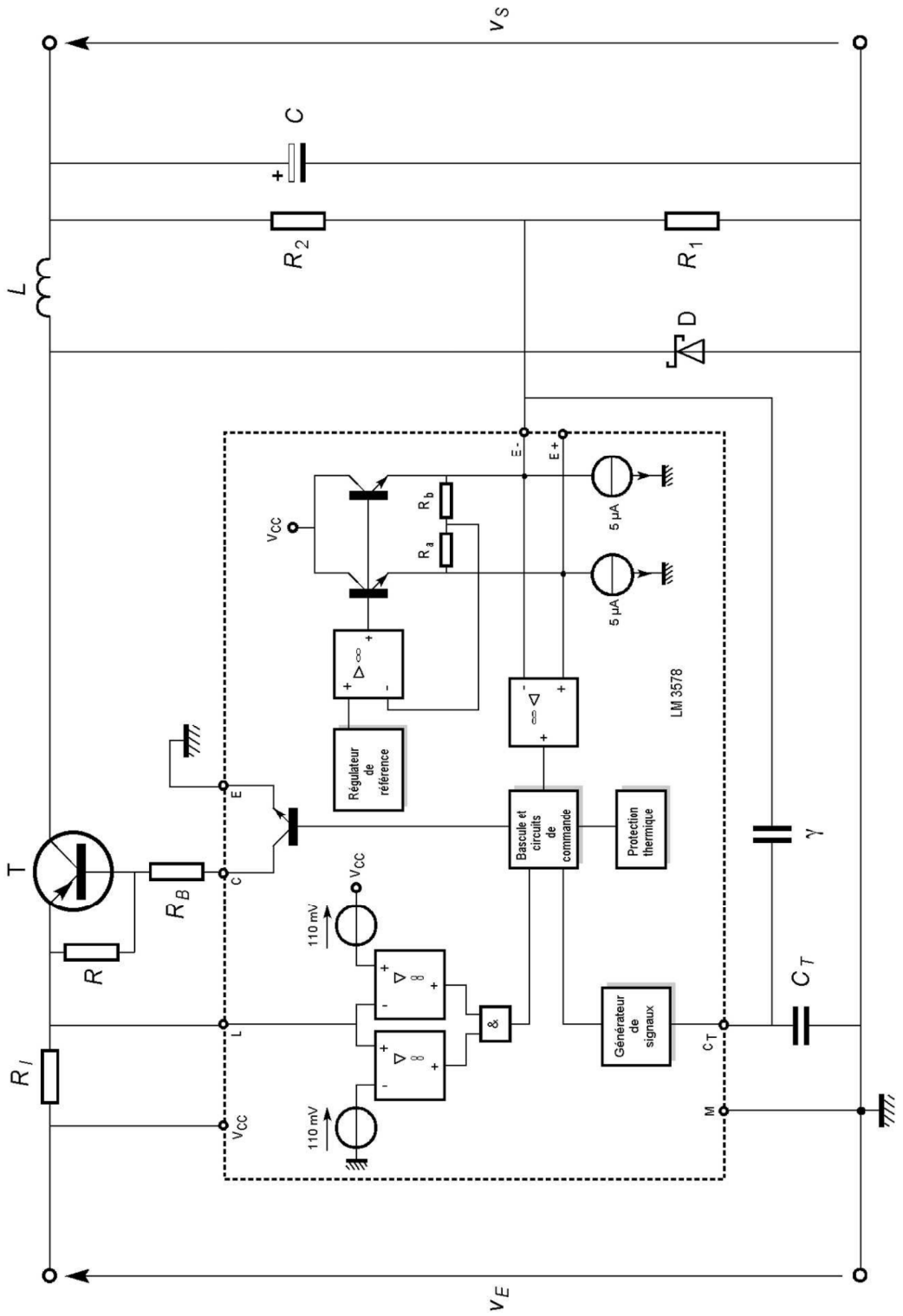


Figure 8.17 – Utilisation d'un transistor externe.

8.3.3 Montage utilisant un circuit intégré TL497

Ce circuit intégré permet des réalisations particulièrement simples (*figure 8.18*).

La conception du montage est sensiblement différente par rapport aux exemples précédents car le principe de régulation n'est pas le même, le TL497 fonctionnant à durée de conduction constante. Le transistor interrupteur et la diode sont

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

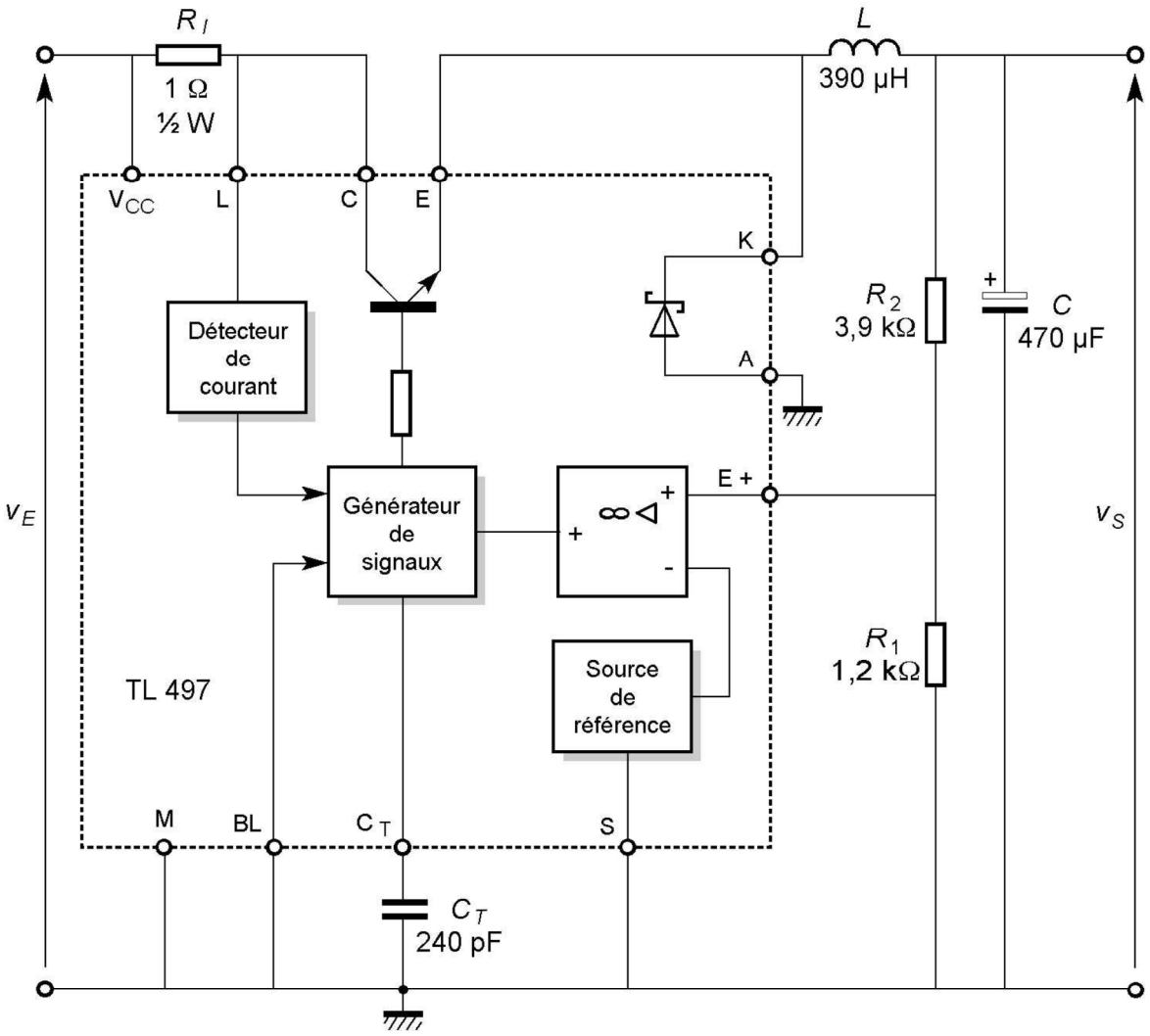


Figure 8.18 – Régulateur abaisseur utilisant un TL497.

intégrés. Il faut ajouter à l'extérieur le filtre *LC*, le diviseur résistif de sortie, la résistance de détection du courant et un condensateur fixant la durée de conduction. Le circuit fonctionne en mode discontinu. Le courant de sortie maximal est obtenu lorsque le transistor se sature dès que la diode se bloque (*figure 8.19*). Il y a un temps mort entre ces deux phases pour une intensité plus faible.

On obtient :

$$i_{S\,max} = \frac{I_M}{2}$$

Cette formule permet le choix du courant maximal I_M. Par exemple, on se propose de concevoir un régulateur délivrant une tension de 5 V présentant une ondulation de moins de 2 %, la charge pouvant appeler un courant de 200 mA au maximum. La tension d'entrée disponible est de 15 V. La formule précédente permet de calculer la valeur de I_M :

$$I_M = 2i_{S\,max} \qquad I_M = 2 \times 200 = 400 \text{ mA}$$

Pour être assuré d'atteindre l'intensité maximale annoncée, on prend une marge de sécurité et on choisit $I_M = 500$ mA. Pour la détermination de *L* et *C*, les formules

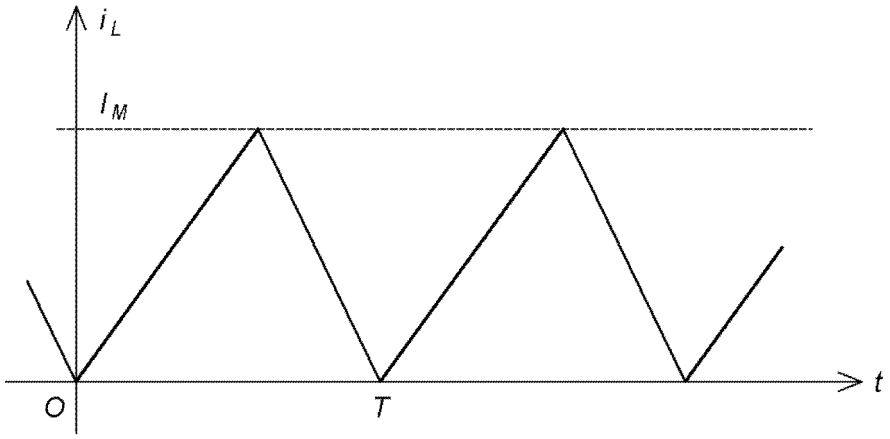


Figure 8.19 – Allure du courant dans la bobine quand l'intensité de sortie est maximale.

démontrées au chapitre précédent dans le cas du mode discontinu sont applicables. On peut fixer la durée (entre 10 et 150 µs) et calculer la valeur nécessaire pour L :

$$L = \frac{v_E - v_S}{I_M} t_1$$

Lorsque l'on utilise des bobines de fabrication standard, on préfère la démarche inverse : choisir L (entre 50 et 500 µH), puis calculer la valeur de t_1 :

$$t_1 = \frac{I_M}{v_E - v_S} L$$

En prenant $L = 390$ µH, on obtient :

$$t_1 = \frac{0,5}{15 - 5} \times 390 = 19,5 \text{ µs}$$

On calcule alors la valeur à attribuer à la capacité du condensateur qui impose t_1 :

$$C_T = Kt_1 \quad \text{soit :} \quad C_T = 12 \times 19,5 = 234 \text{ pF}$$

Une valeur de 240 pF dans la série E24 permet une précision satisfaisante. Pour le condensateur de filtrage placé en sortie, il faut une capacité minimale :

$$C_{min} = \frac{(I_M - i_S)^2 t_1}{2 I_M \Delta v_{S\,max}} \frac{v_E}{v_S}$$

Le cas le plus défavorable se produisant lorsque le courant de sortie est très faible, on obtient :

$$C_{min} = \frac{0,5^2 \times 19,5 \times 10^{-6}}{2 \times 0,5 \times 0,1} \frac{15}{5} = 146 \text{ µF}$$

En réalité, on est obligé de choisir une capacité nettement supérieure à ce minimum du fait de la résistance série du condensateur qui apporte une ondulation supplémentaire :

$$\Delta v_r = r I_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Par exemple, un condensateur de 470 µF présentant une résistance série de 70 mΩ convient. L'ondulation obtenue avec un condensateur idéal serait :

$$\Delta v_C = 100 \times \frac{146}{470} = 31 \text{ mV}$$

La résistance augmente cette valeur de :

$$\Delta v_r = 70 \times 0,5 = 35 \text{ mV}$$

La variation de la tension de sortie est inférieure à la somme des deux résultats précédents :

$$\Delta v_S < 66 \text{ mV}$$

Le cahier des charges est satisfait : on ne devait pas dépasser 2 % de 5 V, c'est-à-dire 100 mV. Il faut remarquer que l'ondulation réellement observée est nettement inférieure à la somme précédente, car les extremums de v_C et v_r ne se produisent pas simultanément. Avec une capacité suffisamment élevée, l'ondulation résultante n'est due pratiquement qu'à la résistance série. Il est également possible de réduire la capacité nécessaire en utilisant un condensateur présentant une résistance série encore plus faible, mais ce n'est pas obligatoirement la solution la plus économique.

Enfin, on constate que le fonctionnement en mode discontinu accroît l'influence de la résistance série du condensateur : c'est un inconvénient de ce type de régulateur.

On détermine ensuite la résistance de détection du courant pour le circuit de limitation. La tension de seuil de ce circuit étant de $0,5$ V, on calcule :

$$R_l = \frac{0,5}{0,5} = 1 \ \Omega$$

Une valeur normalisée de 1 Ω convient. La puissance dissipée vaut :

$$P_{max} = \frac{0,5^2}{1} = 0,25 \text{ W}$$

Par sécurité, on choisit une résistance de dissipation maximale $0,5$ W.

La tension de sortie est fixée par un diviseur résistif. La tension sur l'entrée non inverseuse du comparateur est :

$$v_+ = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$$

L'entrée inverseuse est reliée à l'intérieur du circuit intégré à une référence V_r de $1,2$ V :

$$v_- = V_r$$

Du fait du gain élevé de l'amplificateur, on a :

$$v_+ = v_- \quad \text{soit :} \quad \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r$$

On impose une valeur de $1,2$ kΩ à R_1 et on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1 \right) R_1 \quad \text{soit :} \quad R_2 = \left(\frac{5}{1,2} - 1 \right) \times 1,2 = 3,8 \text{ k}\Omega$$

Une valeur normalisée de 3,9 kΩ peut convenir. Le choix de 1,2 kΩ pour la résistance R_1 n'est pas indispensable, mais on utilise souvent cette valeur car elle simplifie le calcul de R_2 du fait que V_r vaut 1,2 V. Le courant de pont est de l'ordre de 1 mA, ce qui est correct puisque le courant de polarisation du comparateur vaut 100 μA au maximum.

Lorsque le courant demandé est élevé ($I_M > 500$ mA), un transistor externe est nécessaire (*figure 8.20*).

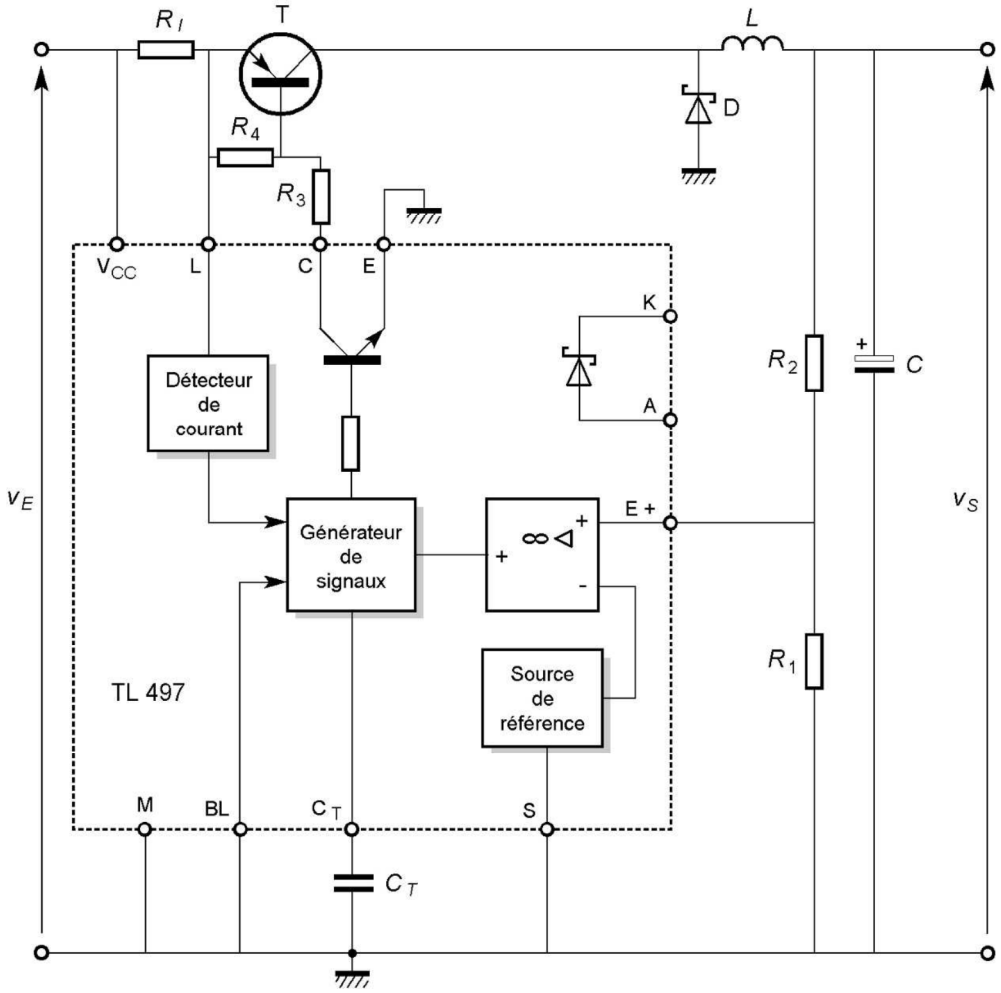


Figure 8.20 – Utilisation d'un transistor externe.

8.3.4 Montage utilisant un circuit intégré μA78S40

Ce circuit est également très simple d'emploi (*figure 8.21*).

Le principe étant différent de celui des autres régulateurs intégrés, la démarche de conception est à reprendre.

Considérons de nouveau un exemple. On veut obtenir un régulateur délivrant une tension de 5 V à une charge pouvant consommer 500 mA, la tension continue disponible étant de 25 V. L'ondulation ne doit pas dépasser 2 %. Le transistor interrupteur est intégré. Pour la diode, on peut également utiliser celle qui est

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

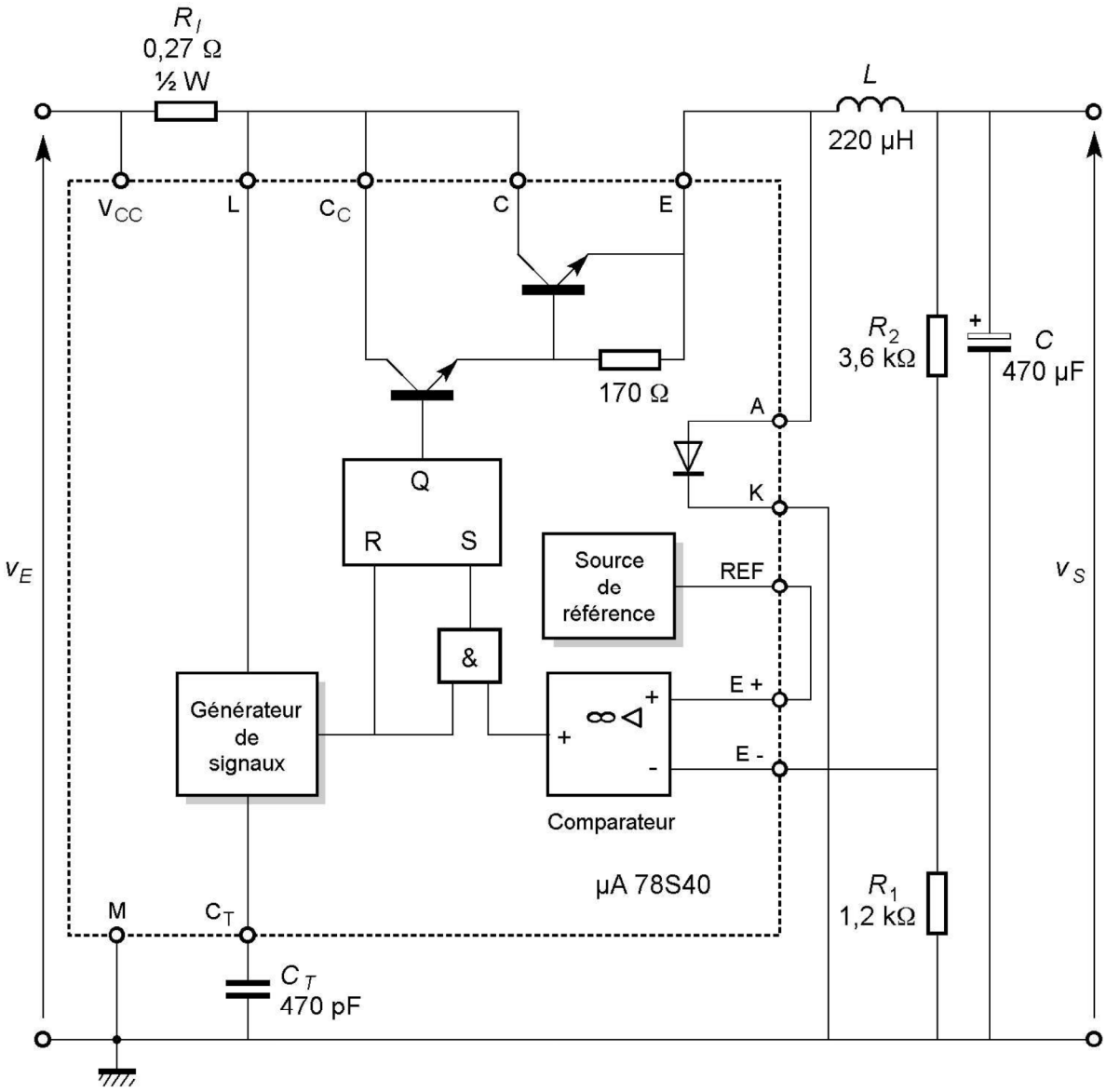


Figure 8.21 – Régulateur abaisseur utilisant un µA78S40.

intégrée dans le circuit, mais il est parfois intéressant de faire appel à une diode Schottky externe dans le but d'améliorer le rendement du convertisseur.

Si l'on utilise un MC34063 (variante contenue dans un boîtier à huit broches), l'emploi de la diode externe est indispensable puisqu'il n'y a pas de diode intégrée. On retrouve comme précédemment le diviseur résistif placé en sortie pour fixer la tension, le filtre *LC*, la résistance de détection pour la limitation de courant et le condensateur qui impose la durée de conduction. Le circuit fonctionne à la limite des modes continu et discontinu (*figure 8.22*).

On a tenu compte de la tension de saturation de l'interrupteur et de la tension de conduction de la diode. En effet, celles-ci ne sont pas négligeables, en particulier pour des courants élevés. Pour l'interrupteur, la chute de tension est surtout importante quand les transistors internes sont en montage Darlington (cas le plus fréquent). Le transistor de puissance n'est alors jamais véritablement saturé. Une

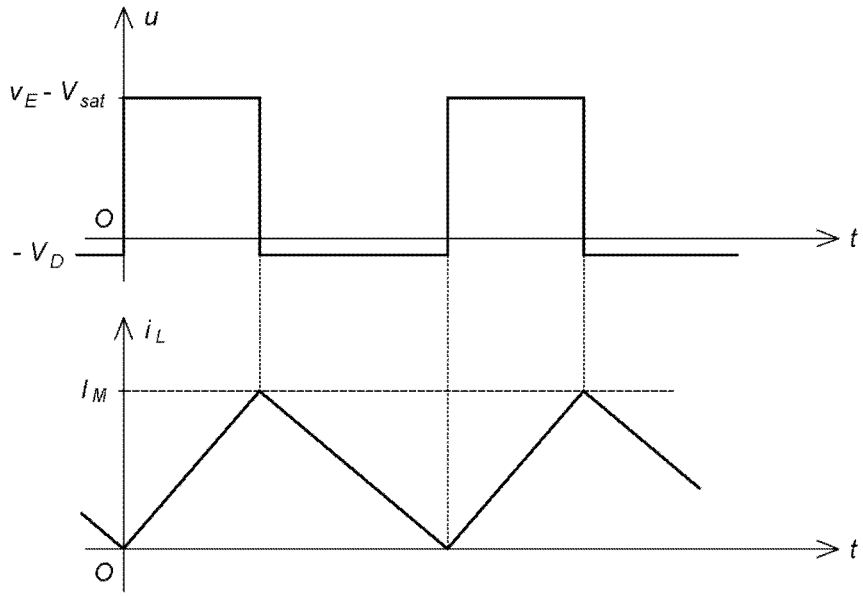


Figure 8.22 – Chronogrammes du régulateur abaisseur utilisant un μA78S40.

courbe permet de chiffrer la chute de tension obtenue pour différents courants de collecteur (*figure 8.23*).

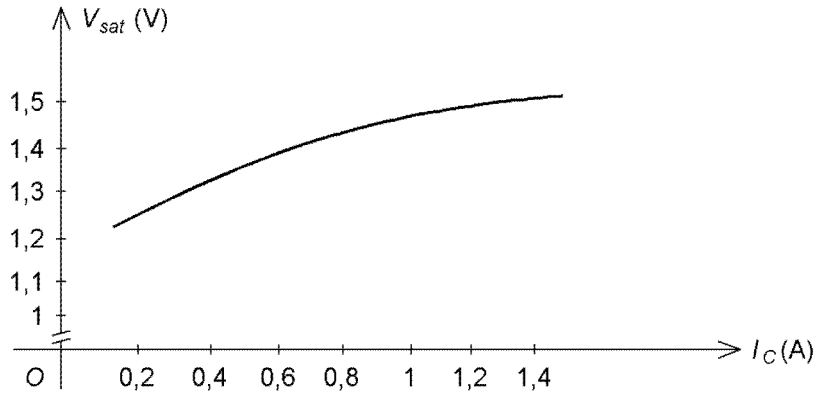


Figure 8.23 – Chute de tension aux bornes de l'interrupteur (Darlington en collecteur commun).

En ce qui concerne la diode, le constructeur précise simplement la tension à ses bornes quand elle est parcourue par 1 A : 1,25 V en valeur typique et 1,5 V comme maximum. Le rapport de la durée de conduction à la durée de blocage est imposé par les tensions (les formules démontrées pour le convertisseur abaisseur en mode continu s'appliquent ici) :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{v_S + V_D}{v_E - V_{sat} - v_S}$$

Le choix de la fréquence détermine la période :

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On en déduit les durées :

$$t_2 = \frac{T}{1 + \frac{t_1}{t_2}}$$
$$t_1 = T - t_2$$

Pour notre exemple, cela donne :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{5 + 1}{25 - 1,3 - 5} = 0,32$$

En choisissant une fréquence de 20 kHz, la période T vaut 50 µs et on obtient :

$$t_2 = \frac{50}{1 + 0,32} = 38 \text{ µs} \qquad t_1 = 50 - 38 = 12 \text{ µs}$$

On détermine alors la capacité du condensateur qui fixe t_1 :

$$C_T = Kt_1$$

soit :

$$C_T = 4 \times 10^{-5} \times 12 \times 10^{-6} = 4,8 \times 10^{-10} \text{ F}$$

On prend une valeur normalisée de 470 pF. Cela conduit à des durées effectives :

$$t_1 = \frac{470 \times 10^{-12}}{4 \times 10^{-5}} = 11,7 \text{ µs}$$
$$t_2 = \frac{11,7}{0,32} = 36,6 \text{ µs}$$

Le maximum du courant dans la bobine est imposé par l'intensité que l'on veut pouvoir débiter :

$$I_M = 2i_{S\,max}$$

soit :

$$I_M = 2 \times 0,5 = 1 \text{ A}$$

On calcule ensuite la valeur à donner à l'inductance :

$$L = \frac{v_E - V_{sat} - v_S}{I_M} t_1$$

soit :

$$L = \frac{25 - 1,3 - 5}{1} \times 11,7 = 219 \text{ µH}$$

On prend une bobine standard de 220 µH.

Pour le condensateur de filtrage, on peut simplifier la formule démontrée pour le mode discontinu compte tenu du fait que le circuit fonctionne à la limite de continuité. Aussi longtemps que les commutations se produisent, le courant de sortie, qui est égal à l'intensité moyenne dans la bobine, vaut $I_M/2$. On en déduit :

$$C_{min} = \frac{\left(I_M - \frac{I_M}{2}\right)^2 t_1}{2I_M \Delta v_{S\,max}} \frac{v_E}{v_S}$$

En tenant compte de l'expression du rapport des tensions, on arrive à :

$$C_{min} = \frac{I_M\,(t_1 + t_2)}{8\Delta v_{S\,max}}$$

Ce résultat peut également être obtenu à partir de la formule démontrée pour le mode continu ou par un calcul direct dans le cas particulier.

Pour notre exemple, on a numériquement :

$$C_{min} = \frac{1 \times 48,3 \times 10^{-6}}{8 \times \dfrac{2}{100} \times 5} = 60,4\ \mu\text{F}$$

Il faut évidemment encore considérer la résistance série du condensateur qui crée une ondulation supplémentaire :

$$\Delta v_r = rI_M$$

En employant un condensateur de 470 µF ayant une résistance de 70 mΩ, on a :

$$\Delta v_C = \frac{60,4}{470} \times 100 = 12,8\ \text{mV}$$
$$\Delta v_r = 70 \times 1 = 70\ \text{mV}$$

Le cahier des charges est bien vérifié puisque l'ondulation résultante est strictement inférieure à la somme des deux variations précédentes, soit :

$$\Delta v_S < 82,8\ \text{mV}$$

Le maximum fixé était de 100 mV (2 % de 5 V).

On calcule ensuite la résistance qui sert à la limitation de courant. La tension de seuil de ce circuit est de 0,33 V, donc :

$$R_l = \frac{0,33}{1} = 0,33\ \Omega$$

Pour être assuré de disposer du courant de sortie souhaité, il faut se placer juste en dessous de cette limite. On prend donc une valeur normalisée de 0,27 Ω. Il faut évidemment limiter la valeur de I_M à moins de 1,5 A si l'on utilise le transistor interne. On choisit une résistance de dissipation maximale 0,5 W puisque :

$$P_{max} = \frac{0,33^2}{0,27} = 0,4\ \text{W}$$

Il reste à choisir le diviseur résistif qui fixe la tension de sortie. La tension de référence (1,25 V) est appliquée sur l'entrée + du comparateur :

$$v_+ = V_r$$

Le diviseur est connecté à l'entrée − :

$$v_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On en déduit :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2} v_S = V_r$$

Si l'on choisit une valeur de $1,2$ kΩ pour R_1 (ce qui fixe un courant de pont d'environ 1 mA), on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{5}{1,25} - 1 \right) \times 1,2 = 3,6 \text{ k}\Omega$$

On prend alors une résistance de $3,6$ kΩ dans la série E24 (tolérance 5 %).

8.4 Exemples de régulateurs élévateurs

8.4.1 Montage utilisant un circuit intégré LM3578

Au paragraphe précédent, nous avons vu les avantages de ce composant par rapport à ses prédécesseurs. De ce fait, on le choisit ici comme seul exemple d'application d'un circuit à modulation de largeur d'impulsion pour le fonctionnement en élévateur (*figure 8.24*).

On veut obtenir 15 V à partir d'une source de 5 V, pour un courant de sortie de 150 mA et en tolérant une ondulation résiduelle de 1 %. On choisit une fréquence de commutation de 50 kHz, ce qui conduit comme précédemment à :

$$C_T = 1,8 \text{ nF}$$

La valeur minimale de l'inductance est donnée par la formule démontrée au chapitre précédent :

$$L_{min} = \frac{(v_S - v_E)\, v_E}{f_c \Delta i_{L\,max} v_S}$$

Il faut noter que dans le montage élévateur, le courant dans la charge n'est pas égal à l'intensité moyenne dans la bobine comme dans le cas du régulateur abaisseur. Il faut donc relier ces deux grandeurs. On peut le faire simplement en négligeant les pertes internes du circuit. Les puissances sont alors les mêmes en entrée et en sortie :

$$v_E \langle i_L \rangle = v_S i_S$$

On en déduit :

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_S}{v_E} i_S$$

soit, numériquement :

$$\langle i_L \rangle = \frac{15}{5} \times 150 = 450 \text{ mA}$$

En admettant une ondulation de courant de 40 %, on obtient :

$$\Delta i_{L\,max} = 0,4 \times 450 = 180 \text{ mA}$$

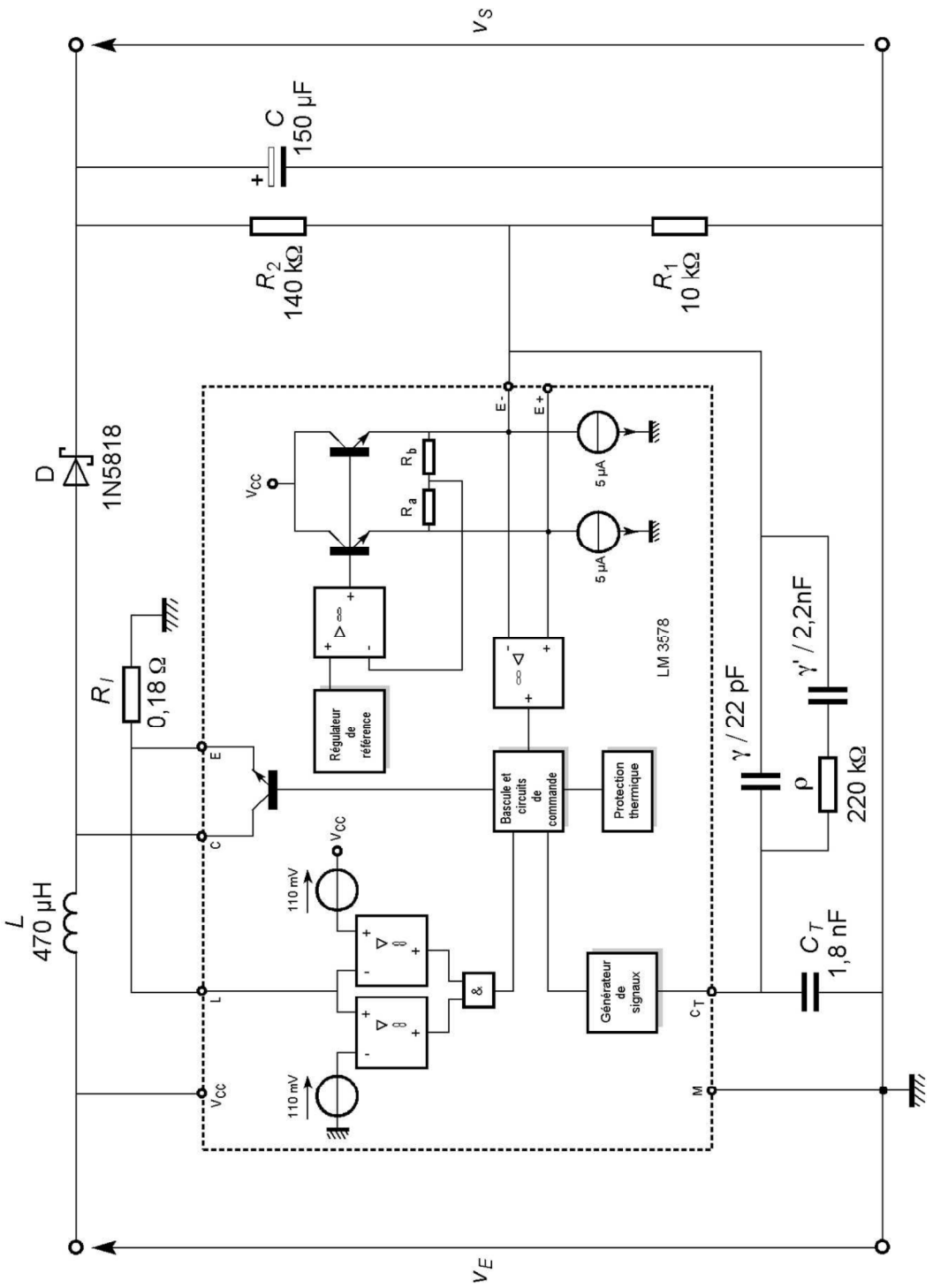


Figure 8.24 – Régulateur élévateur utilisant un LM3578.

La valeur minimale de l'inductance est alors :

$$L_{min} = \frac{(15-5)\times 5}{50\times 10^3 \times 180\times 10^{-3}\times 15} = 370\ \mu\text{H}$$

On choisit la valeur normalisée 470 µH. La capacité minimale du condensateur de filtrage est donnée par la formule :

$$C_{min} = \frac{(v_S - v_E)\, i_S}{f_c \Delta v_{S\,max} v_S}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

soit :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{1}{100} \times 15 = 0,15 \text{ V}$$

$$C_{min} = \frac{(15-5) \times 150 \times 10^{-3}}{50 \times 10^{-3} \times 0,15 \times 15} = 13,3 \text{ µF}$$

On choisit un condensateur de 150 µF présentant une résistance série de 215 mΩ. Un condensateur idéal limiterait l'ondulation à :

$$\Delta v_C = 150 \times \frac{13,3}{150} = 13,3 \text{ mV}$$

La variation crête-à-crête du courant vaut :

$$\Delta i_L = 180 \times \frac{370}{470} = 142 \text{ mA}$$

On en déduit l'intensité de pic :

$$I_M = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta i_L}{2} \quad \text{soit :} \quad I_M = 450 + \frac{142}{2} = 521 \text{ mA}$$

L'ondulation supplémentaire due à la résistance série du condensateur est :

$$\Delta v_r = 215 \times 0,521 = 112 \text{ mV}$$

L'ondulation résultante est inférieure à la somme des deux résultats :

$$\Delta v_S < 125 \text{ mV}$$

Le cahier des charges est vérifié (maximum 150 mV).

La résistance du circuit de limitation de courant est branchée entre la borne L et la masse alors que dans le montage abaisseur, elle était entre L et l'entrée. C'est une particularité du LM3578 d'autoriser les deux configurations.

On fixe la limitation un peu au-dessus du courant nécessaire (521 mA), en respectant évidemment le maximum absolu autorisé pour le transistor interne. On choisit donc pour R_l une valeur légèrement inférieure à :

$$R_l = \frac{V_l}{I_M} \quad \text{soit :} \quad R_l = \frac{110}{521} = 0,21 \ \Omega$$

On prend $0,18\ \Omega$ comme valeur normalisée. La tension de sortie est fixée par le diviseur résistif R_1, R_2. Comme pour le montage abaisseur, on a :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1 \quad \text{soit :} \quad \frac{R_2}{R_1} = \frac{15}{1} - 1 = 14$$

Pour avoir une bonne précision sur la tension de sortie, on prend ici des valeurs dans la série E96 (1 %). Avec $R_1 = 10$ kΩ, on calcule $R_2 = 140$ kΩ, ce qui est disponible dans la progression choisie. La diode Schottky est encore une 1N5818. Les éléments supplémentaires (ρ, γ et γ′) sont nécessaires au fonctionnement correct du circuit. Le fabricant propose des valeurs respectives de 220 kΩ, 22 pF et 2,2 nF.

8.4.2 Montage utilisant un circuit intégré TL497

On souhaite obtenir 15 V à partir d'une source continue de 5 V déjà disponible. Le courant maximal dans la charge est de 75 mA et l'ondulation de la tension de sortie ne doit pas dépasser 1 % crête-à-crête (*figure 8.25*).

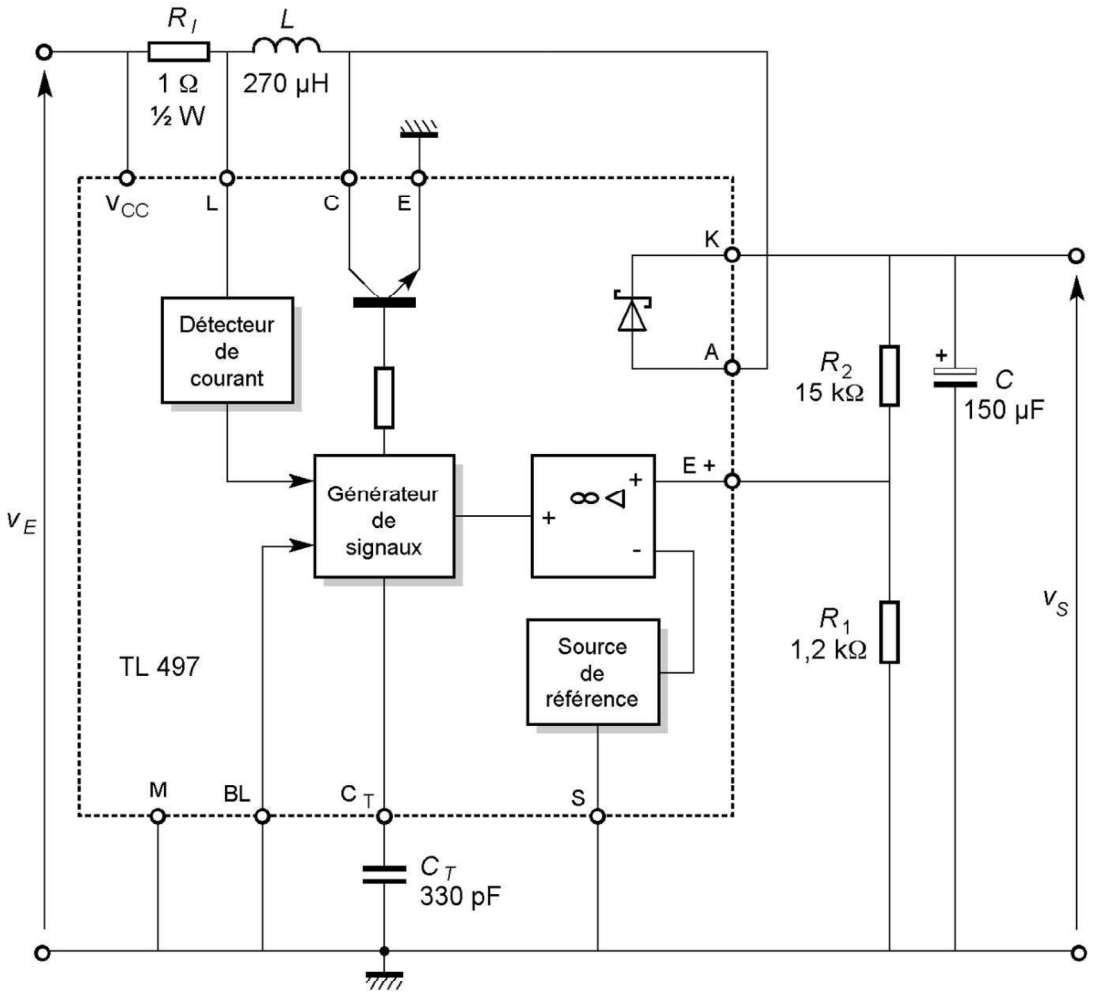


Figure 8.25 – Régulateur élévateur utilisant un TL497.

Le choix de l'intensité de pic I_M est imposé par le courant maximal demandé en sortie. Ce dernier est égal à l'intensité moyenne dans la diode lorsque le fonctionnement de circuit est à la limite du mode discontinu (*figure 8.26*).

On a :

$$i_{S\,max} = \frac{I_M}{2}\frac{t'_2}{t_1 + t'_2} = \frac{I_M}{2}\frac{v_E}{v_S}$$

soit :

$$I_M = 2i_{S\,max}\frac{v_S}{v_E}$$

Dans l'exemple, on calcule :

$$I_M = 2 \times 75 \times \frac{15}{5} = 450 \text{ mA}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

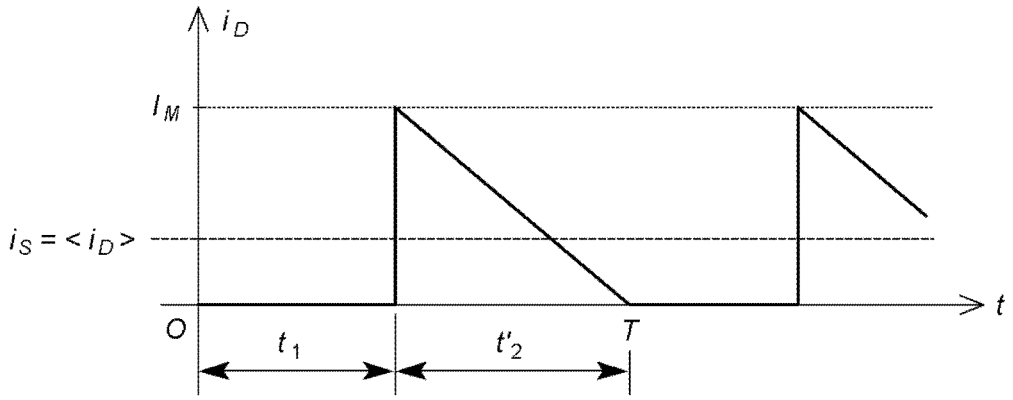


Figure 8.26 – Allure du courant dans la diode quand l'intensité de sortie est maximale.

On choisit $I_M = 500$ mA pour être sûr de pouvoir disposer du courant nécessaire à la charge. Cette valeur correspond au maximum conseillé dans la conception d'un montage à base de TL497 (bien que la limite absolue soit de 750 mA).

On utilise ensuite les formules montrées au chapitre précédent (mode discontinu) pour choisir L et C. On commence en général par choisir L (entre 50 et 500 µH) et on calcule la durée t_1 (entre 10 et 150 µs) à partir de la formule :

$$L = \frac{v_E}{I_M} t_1$$

On a donc :

$$t_1 = \frac{I_M}{v_E} L$$

En prenant $L = 270$ µH, on a :

$$t_1 = \frac{0,5}{5} \times 270 = 27 \text{ µs}$$

On peut ensuite calculer la valeur à attribuer à la capacité du condensateur qui fixe t_1 :

$$C_T = K t_1$$

soit :

$$C_T = 12 \times 27 = 324 \text{ pF}$$

Une valeur normalisée de 330 pF convient. La capacité minimale du condensateur de sortie est donnée par la formule :

$$C_{min} = \frac{I_M t_1}{2 \Delta v_{S\,max}} \frac{v_E}{v_S - v_E}$$

soit ici :

$$C_{min} = \frac{0,5 \times 27}{2 \times 0,15} \times \frac{5}{15 - 5} = 22,5 \text{ µF}$$

Il faut également prendre en compte la contribution de la résistance série de ce condensateur :

$$\Delta v_r = rI_M$$

Par exemple, un condensateur de 150 µF présentant une résistance série de 215 mΩ convient. L'ondulation obtenue avec un condensateur idéal serait :

$$\Delta v_C = 150 \times \frac{22,5}{150} = 22,5 \text{ mV}$$

La variation supplémentaire due à la résistance est :

$$\Delta v_r = 215 \times 0,5 = 108 \text{ mV}$$

Il en résulte :

$$\Delta v_S < 130 \text{ mV}$$

L'ondulation ne devait pas dépasser 150 mV, ce qui est bien satisfait. On remarque que, comme dans le régulateur abaisseur, l'ondulation est due essentiellement à la résistance série du condensateur, du fait du fonctionnement en mode discontinu.

La résistance de détection du courant pour le circuit de limitation vaut :

$$R_l = \frac{0,5}{0,5} = 1 \ \Omega$$

On prend une valeur normalisée de 1 Ω. La puissance dissipée vaut :

$$P_{max} = \frac{0,5^2}{1} = 0,25 \text{ W}$$

On choisit cette résistance dans une série 0,5 W pour conserver une marge de sécurité suffisante. La tension de sortie est donnée par la même formule que pour le montage abaisseur, ce qui conduit à :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1\right) R_1$$

En imposant $R_1 = 1,2$ kΩ, on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{15}{1,2} - 1\right) \times 1,2 = 13,8 \text{ k}\Omega$$

Suivant la précision requise, on choisira une valeur normalisée de 15 kΩ dans la série E12 ou de 13,7 kΩ dans la série E96.

Pour un courant plus élevé dans la charge ($I_M > 500$ mA), un transistor externe est nécessaire (*figure 8.27*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

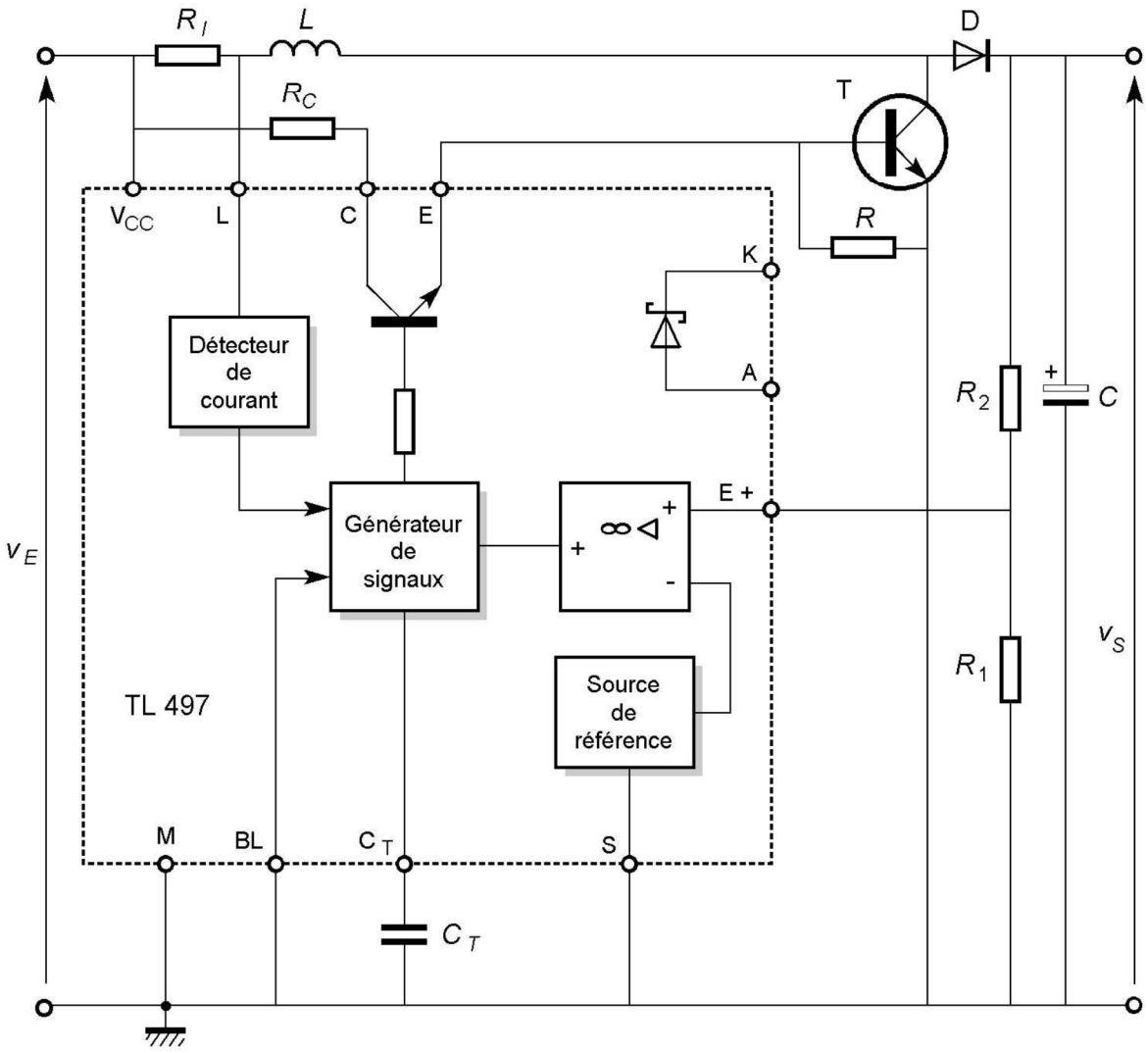


Figure 8.27 – Utilisation d'un transistor externe.

8.4.3 Montage utilisant un circuit intégré μA78S40

On se propose de réaliser une alimentation 24 V, 200 mA à partir d'une source de 12 V, avec une ondulation limitée à 1 % de la tension moyenne (*figure 8.28*).

Le montage du transistor interne est en émetteur commun. La chute de tension aux bornes du transistor saturé est donc plus faible que dans la configuration Darlington en collecteur commun utilisée dans le régulateur abaisseur. Une courbe permet de chiffrer ce V_{sat} en fonction du courant employé (*figure 8.29*).

Le rapport des durées est imposé par les tensions d'entrée et de sortie :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{v_S + V_D - v_E}{v_E - V_{sat}}$$

Le choix de la fréquence apporte une seconde condition :

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f}$$

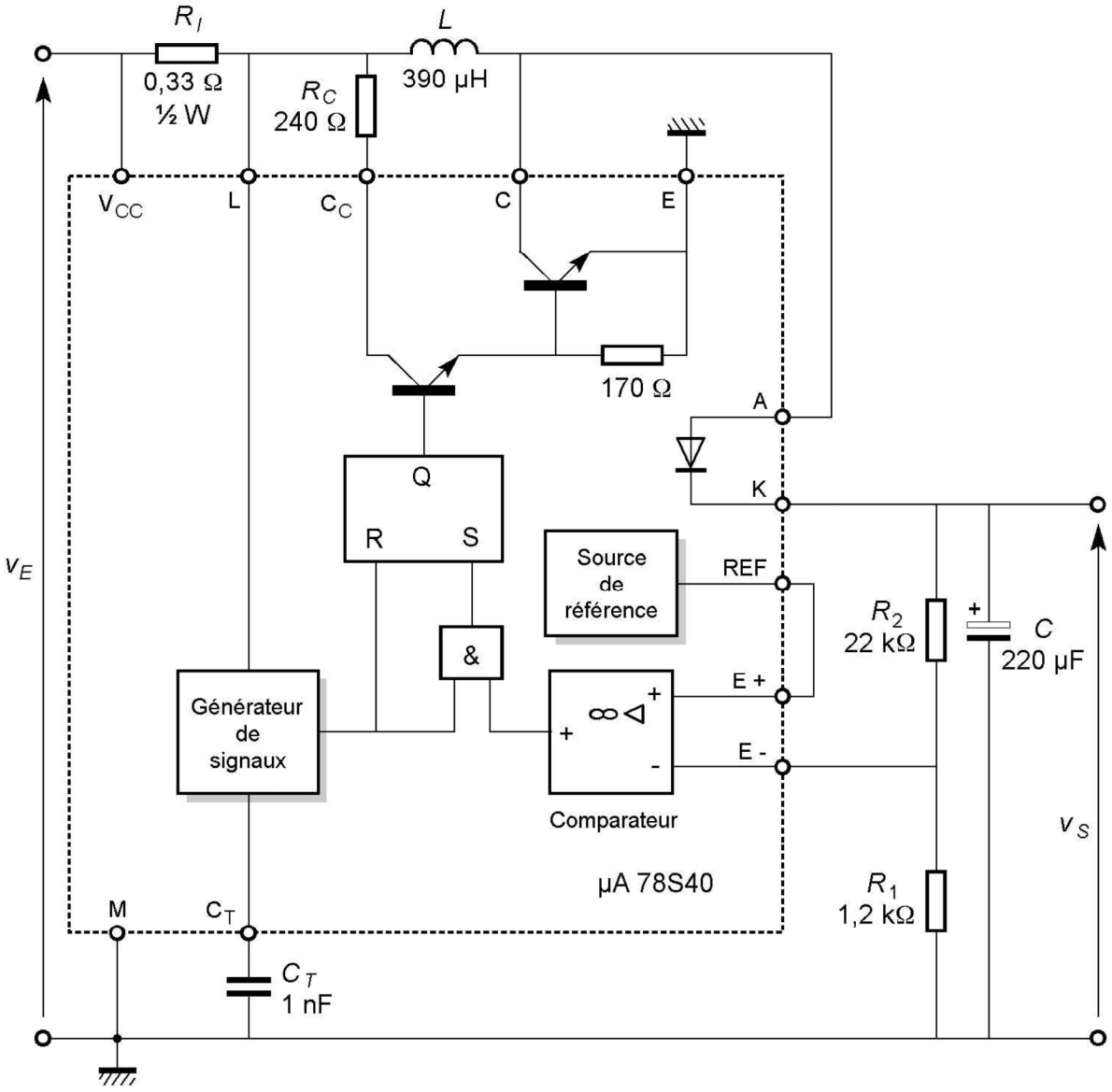


Figure 8.28 – Régulateur élévateur utilisant un µA78S40.

On en déduit :

$$t_2 = \frac{T}{1 + \frac{t_1}{t_2}}$$

$$t_1 = T - t_2$$

Dans l'exemple proposé, on peut estimer la tension aux bornes de la diode à 0,8 V et la tension de saturation du transistor à 0,3 V. Il s'agit de valeurs moyennes puisque les courants qui traversent ces éléments sont variables. On calcule alors :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{24 + 0,8 - 12}{12 - 0,3} = 1,09$$

On choisit une fréquence de commutation de 20 kHz, ce qui conduit à :

$$T = 50 \text{ µs}$$

$$t_2 = \frac{50}{1 + 1,09} = 23,9 \text{ µs}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

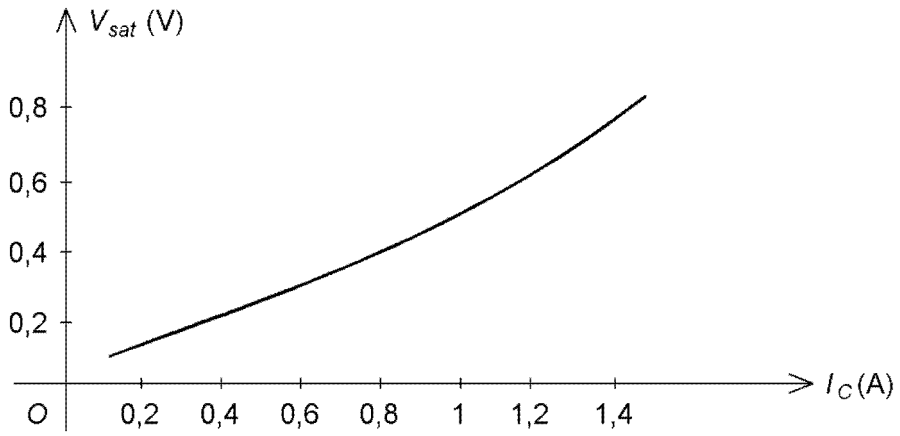


Figure 8.29 – Chute de tension aux bornes de l'interrupteur (transistor en émetteur commun).

$$t_1 = 50 - 23,9 = 26,1 \text{ µs}$$

On détermine la capacité du condensateur qui fixe t_1 :

$$C_T = 4 \times 10^{-5} \times 26,1 \times 10^{-6} = 1,04 \text{ nF}$$

On peut prendre une valeur normalisée de 1 nF, ce qui donne des durées réelles :

$$t_1 = \frac{10^{-9}}{4 \times 10^{-5}} = 25 \text{ µs}$$

$$t_2 = \frac{25}{1,09} = 23 \text{ µs}$$

Le pic de courant est donné par l'expression :

$$I_M = 2i_{S\,max}\left(\frac{t_1}{t_2} + 1\right)$$

soit :

$$I_M = 2 \times 0,2 \times (1,09 + 1) = 0,836 \text{ A}$$

La valeur minimale à attribuer à l'inductance est exprimée par la formule :

$$L_{min} = \frac{v_E - V_{sat}}{I_M} t_1 \quad \text{soit :} \quad L_{min} = \frac{12 - 0,3}{0,836} \times 25 = 350 \text{ µH}$$

On choisit une valeur normalisée de 390 µH.

Le condensateur de filtrage peut être obtenu en considérant la formule valable en mode continu (on est ici à la limite) :

$$C_{min} = \frac{i_S t_1}{\Delta v_{S\,max}} \quad \text{soit :} \quad C_{min} = \frac{0,2 \times 25}{0,24} = 20,8 \text{ µF}$$

Il faut également prendre en compte l'effet de la résistance série du condensateur :

$$\Delta v_r = rI_M$$

D'autre part, la tension de décalage du comparateur du circuit intégré a ici une influence non négligeable. En effet, cette tension d'environ 1,5 mV est la différence

des potentiels des deux entrées nécessaire à un basculement complet. Il en résulte une ondulation minimale détectable en sortie égale à :

$$\Delta v_{\mathrm{d}} = \frac{v_S}{V_r} V_{\mathrm{d}}$$

Ce défaut apparaît surtout pour les montages élévateurs quand la tension de sortie est élevée. Pour notre exemple, un condensateur de 220 μF ayant une résistance série de 150 mΩ convient. On calcule en effet :

$$\Delta v_C = \frac{20,8}{220} \times 240 = 22,7 \text{ mV}$$
$$\Delta v_r = 150 \times 0,836 = 125 \text{ mV}$$
$$\Delta v_{\mathrm{d}} = \frac{24}{1,25} \times 1,5 = 28,8 \text{ mV}$$

L'ondulation réelle est strictement inférieure à la somme des trois résultats précédents, soit :

$$\Delta v_S < 177 \text{ mV}$$

On est bien en dessous du maximum fixé de 240 mV (1 % de 24 V).

On peut ensuite calculer la résistance associée au circuit de limitation de courant :

$$R_l = \frac{0,33}{0,836} = 0,39 \ \Omega$$

On prend une valeur normalisée un peu inférieure : 0,33 Ω. Cette résistance est choisie dans une série 0,5 W puisque :

$$P_{max} = \frac{0,33^2}{0,33} = 0,33 \text{ W}$$

La tension de sortie est donnée par la même formule que pour le régulateur abaisseur, ce qui conduit à :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1 \right) R_1$$

On se fixe un courant de pont de l'ordre de 1 mA, donc une valeur de 1,2 kΩ pour R_1. On en déduit :

$$R_2 = \left(\frac{24}{1,25} - 1 \right) \times 1,2 = 21,8 \text{ k}\Omega$$

Une valeur normalisée de 22 kΩ convient.

Pour terminer, il faut choisir la résistance de collecteur du transistor de commande. Le transistor de sortie a un β de l'ordre de 70. Pour assurer une saturation correcte, on choisit un courant de base 20 fois inférieur à l'intensité maximale de collecteur. Ce rapport est parfois appelé « gain forcé » et noté β_f :

$$i_B = \frac{I_M}{\beta_f}$$

soit :

$$i_B = \frac{0,836}{20} = 41,8 \text{ mA}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

D'autre part, le courant dans la résistance interne de 170 Ω (*figure 8.30*) est :

$$i = \frac{0,7}{170} = 4,12 \text{ mA}$$

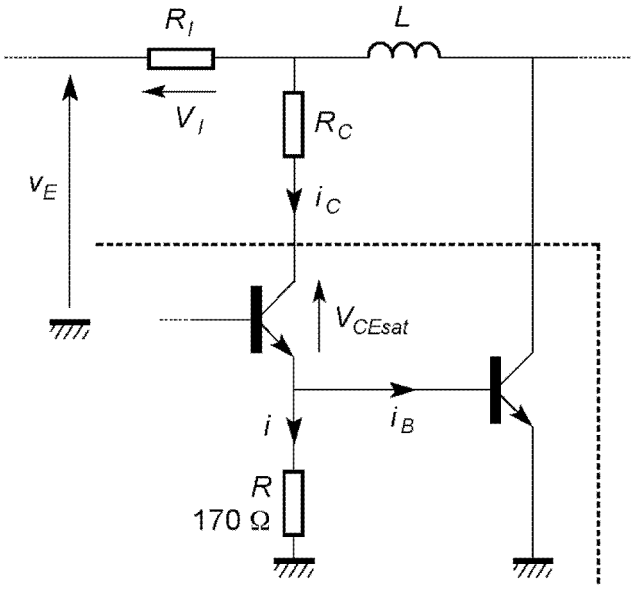


Figure 8.30 – Schéma partiel pour le calcul de R_C.

On en déduit le courant de collecteur du transistor de commande :

$$i_C = 41,8 + 4,12 = 45,9 \text{ mA}$$

La tension de saturation de ce transistor peut être estimée à 0,3 V et la tension aux bornes de la résistance R_l atteint :

$$V_l = 0,33 \times 0,836 = 0,27 \text{ V}$$

On calcule ainsi la résistance de collecteur :

$$R_C = \frac{v_E - V_{CE\,sat} - V_l}{i_C}$$

soit :

$$R_C = \frac{12 - 0,3 - 0,27}{45,9 \times 10^{-3}} = 249 \ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 240 Ω dans la série E24.

8.5 Exemples de régulateurs inverseurs

8.5.1 Montage utilisant un circuit intégré LM3578

On souhaite convertir une tension de 5 V en − 15 V. Le courant maximal est de 300 mA et on tolère une ondulation résiduelle de 1 %. La configuration du régulateur inverseur exige l'emploi d'un transistor externe du type PNP (*figure 8.31*).

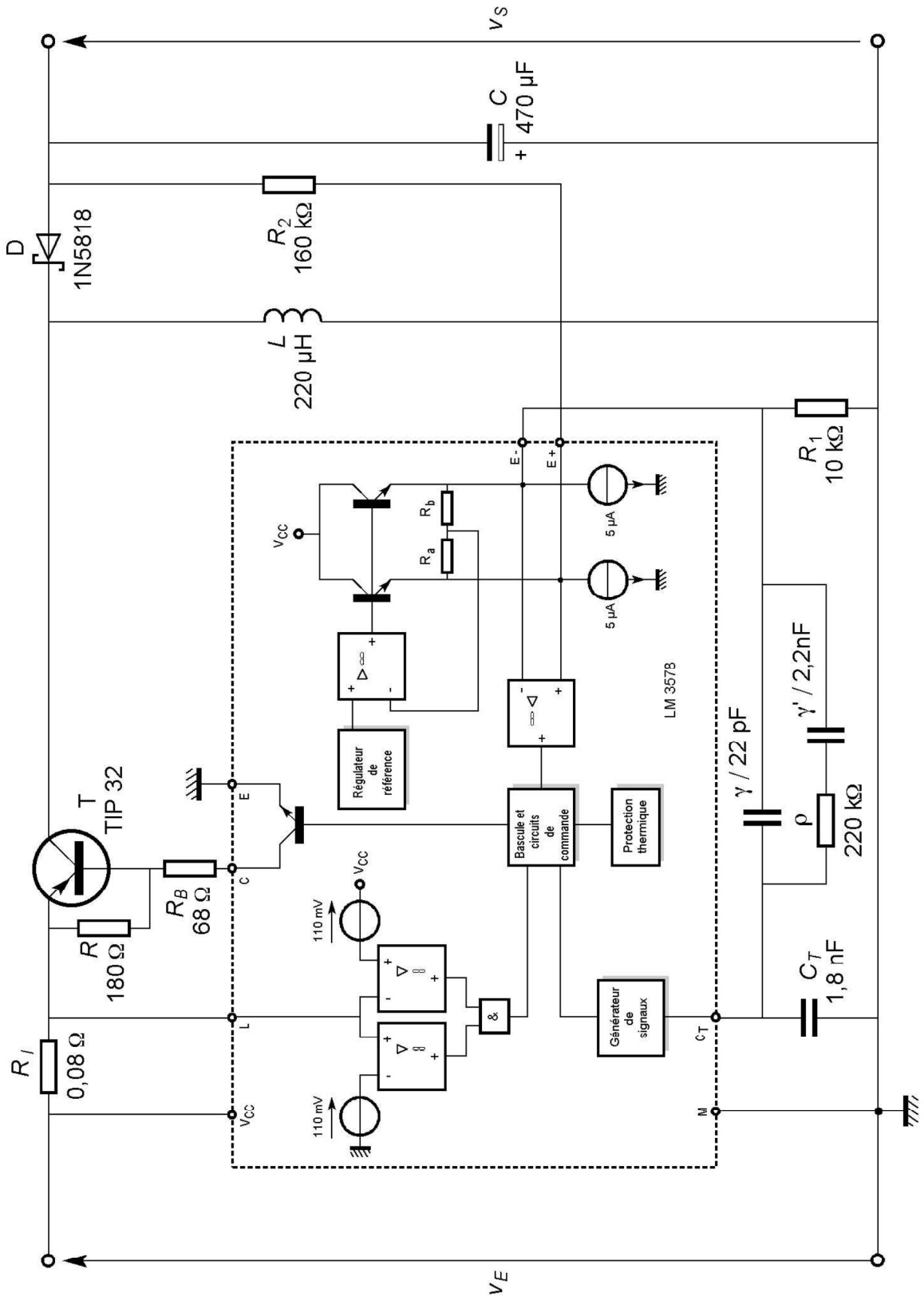


Figure 8.31 – Régulateur inverseur utilisant un LM3578.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On choisit une fréquence de commutation de 50 kHz, ce qui impose :

$$C_T = 1,8 \text{ nF}$$

Les formules démontrées au chapitre précédent dans le cas du fonctionnement en mode continu sont applicables et la valeur minimale de l'inductance est :

$$L_{min} = \frac{v_E \, |v_S|}{f_c \Delta i_{L\,max} \, (v_E + |v_S|)}$$

Pour calculer le courant dans la bobine, on écrit que la puissance consommée en entrée est égale à la puissance fournie à la charge (en négligeant les pertes internes du convertisseur) :

$$v_E \, \langle i_T \rangle = |v_S| \, i_S$$

Compte tenu de la loi des nœuds, on a :

$$\langle i_T \rangle = \langle i_L \rangle - \langle i_D \rangle$$

Comme l'intensité moyenne dans le condensateur de sortie est nulle, on a également :

$$\langle i_D \rangle = i_S$$

Cela conduit à :

$$v_E \, (\langle i_L \rangle - i_S) = |v_S| \, i_S$$

et donc :

$$\langle i_L \rangle = \frac{v_E + |v_S|}{v_E} i_S$$

On calcule numériquement :

$$\langle i_L \rangle = \frac{5 + 15}{5} \times 0,3 = 1,2 \text{ A}$$

Avec une ondulation crête-à-crête de 40 % pour le courant, on arrive à :

$$\Delta i_{L\,max} = 0,4 \times 1,2 = 0,48 \text{ A}$$

On peut ainsi calculer la valeur minimale de l'inductance :

$$L_{min} = \frac{5 \times 15}{50 \times 10^{-3} \times 0,48 \times (5 + 15)} = 156 \text{ µH}$$

On choisit une bobine standard de 220 µH. La capacité minimale du condensateur de filtrage est donnée par la formule :

$$C_{min} = \frac{|v_S| \, i_S}{f_c \Delta v_{S\,max} \, (v_E + |v_S|)}$$

soit :

$$\Delta v_{S\,max} = \frac{1}{100} \times 15 = 0,15 \text{ V}$$

$$C_{min} = \frac{15 \times 0,3}{50 \times 10^3 \times 0,15 \times (5 + 15)} = 30 \text{ µF}$$

Il faut cependant prendre une capacité très supérieure à ce minimum à cause de l'influence de la résistance série du condensateur. En effet, comme dans le montage élévateur, l'intensité de pic I_M est beaucoup plus grande que le courant de sortie à cause des discontinuités de i_D. Un condensateur de 470 µF présentant une résistance série de 70 mΩ convient. L'ondulation serait limitée par un condensateur idéal à :

$$\Delta v_C = 150 \times \frac{30}{470} = 9,57 \text{ mV}$$

Le courant de pic vaut :

$$I_M = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta i_L}{2}$$

soit, compte tenu du choix de l'inductance :

$$\Delta i_L = 0,48 \times \frac{156}{220} = 0,34 \text{ A}$$

$$I_M = 1,2 + \frac{0,34}{2} = 1,37 \text{ A}$$

La contribution de la résistance série est :

$$\Delta v_r = 70 \times 1,37 = 95,9 \text{ mV}$$

L'ondulation résultante est inférieure à la somme des deux résultats, ce qui est conforme au cahier des charges (maximum 150 mV) :

$$\Delta v_S < 105 \text{ mV}$$

La résistance du circuit de limitation de courant est choisie pour fixer l'intensité maximale un peu au-dessus de ce qui est nécessaire (1,37 A), en respectant bien sûr les spécifications du transistor externe (TIP32). On prend donc une valeur légèrement inférieure à :

$$R_l = \frac{0,11}{1,37} = 0,08 \text{ Ω}$$

Ce résultat étant très faible, on ne dispose pas de résistance normalisée. On peut utiliser une portion de fil résistif (constantan) de section et de longueur adéquates. Compte tenu de l'ordre de grandeur, il faut faire attention à ne pas ajouter de résistance supplémentaire dans les liaisons et les contacts. Les bornes de mesure de la tension doivent être connectées au plus près de la résistance ajoutée.

La structure particulière du comparateur du LM3578 permet de simplifier le circuit en évitant un amplificateur opérationnel externe pour inverser la polarité de

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

la fraction de tension de sortie à réinjecter à l'entrée. En effet, la tension de référence V_r est présente sur les deux entrées du comparateur et les courants sont égaux. Cela conduit à :

$$\frac{v_S - V_r}{R_2} = \frac{-V_r}{R_1}$$

On en déduit :

$$v_S = \left(1 - \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

On choisit habituellement R_1 de l'ordre de 10 kΩ et on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{|v_S|}{V_r} + 1\right) R_1$$

Dans notre cas, on prend $R_1 = 10$ kΩ, ce qui donne :

$$R_2 = \left(\frac{15}{1} + 1\right) \times 10 = 160 \text{ k}\Omega$$

On utilise par exemple une valeur normalisée de 160 kΩ dans la série E24.

Il faut ensuite choisir les résistances du circuit de commande du transistor (*figure 8.32*).

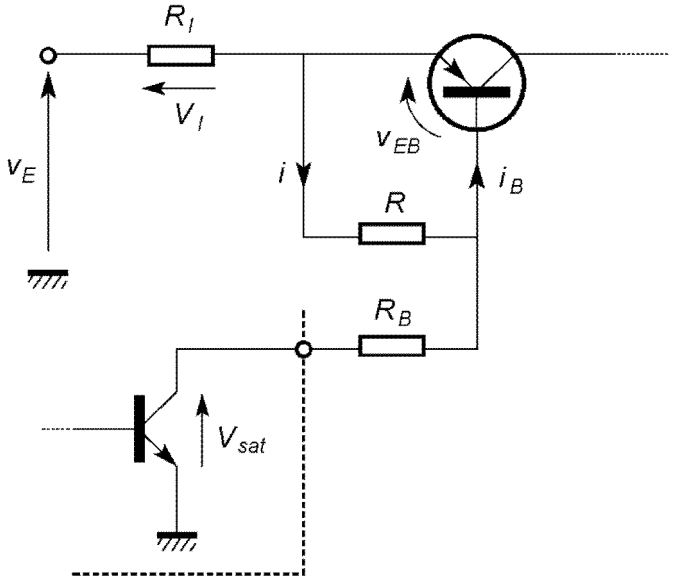


Figure 8.32 – Schéma partiel pour le calcul de R et R_B.

Le courant dans la résistance R branchée entre émetteur et base est :

$$i = \frac{v_{EB}}{R}$$

On choisit de dériver dans cet élément une intensité dix fois plus faible que dans la base du transistor. En imposant un gain forcé β_f pour garantir la saturation,

le courant maximal de base est :

$$i_B = \frac{I_M}{\beta_f}$$

et donc :

$$i = \frac{1}{10}\frac{I_M}{\beta_f}$$

On peut ainsi calculer la valeur de R :

$$R = \frac{10\beta_f v_{EB}}{I_M}$$

soit, avec un gain forcé de 30 :

$$R = \frac{10 \times 30 \times 0,8}{1,37} = 175\ \Omega$$

Une valeur normalisée de 180 Ω convient. La résistance de base nécessaire s'exprime par :

$$R_B = \frac{v_E - V_l - v_{EB} - V_{sat}}{\frac{I_M}{\beta_f} + i}$$

Avec la valeur choisie pour R, le courant i vaut :

$$i = \frac{0,8}{180} = 4,44\ \text{mA}$$

On calcule alors :

$$R_B = \frac{5 - 0,11 - 0,8 - 0,3}{\frac{1,37}{30} + 4,44 \times 10^{-3}} = 75,6\ \Omega$$

Il faut prendre une valeur normalisée inférieure à ce résultat : 68 Ω convient. La diode Schottky utilisée est une 1N5818. Enfin, les éléments supplémentaires ρ, γ et γ' sont les mêmes que pour le régulateur élévateur, soit respectivement 220 kΩ, 22 pF et 2,2 nF.

8.5.2 Montage utilisant un circuit intégré TL497

On peut facilement réaliser un régulateur inverseur avec le TL497 en portant son substrat au potentiel (négatif) de la sortie (*figure 8.33*).

Il faut noter que la diode interne n'est pas utilisable dans ce cas. Comme exemple, on souhaite obtenir − 5 V à partir d'une tension disponible de 5 V. Le courant maximal de sortie est 100 mA et l'ondulation de la tension ne doit pas dépasser 1 %. L'intensité maximale en sortie correspond à la limite du mode discontinu (*figure 8.34*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

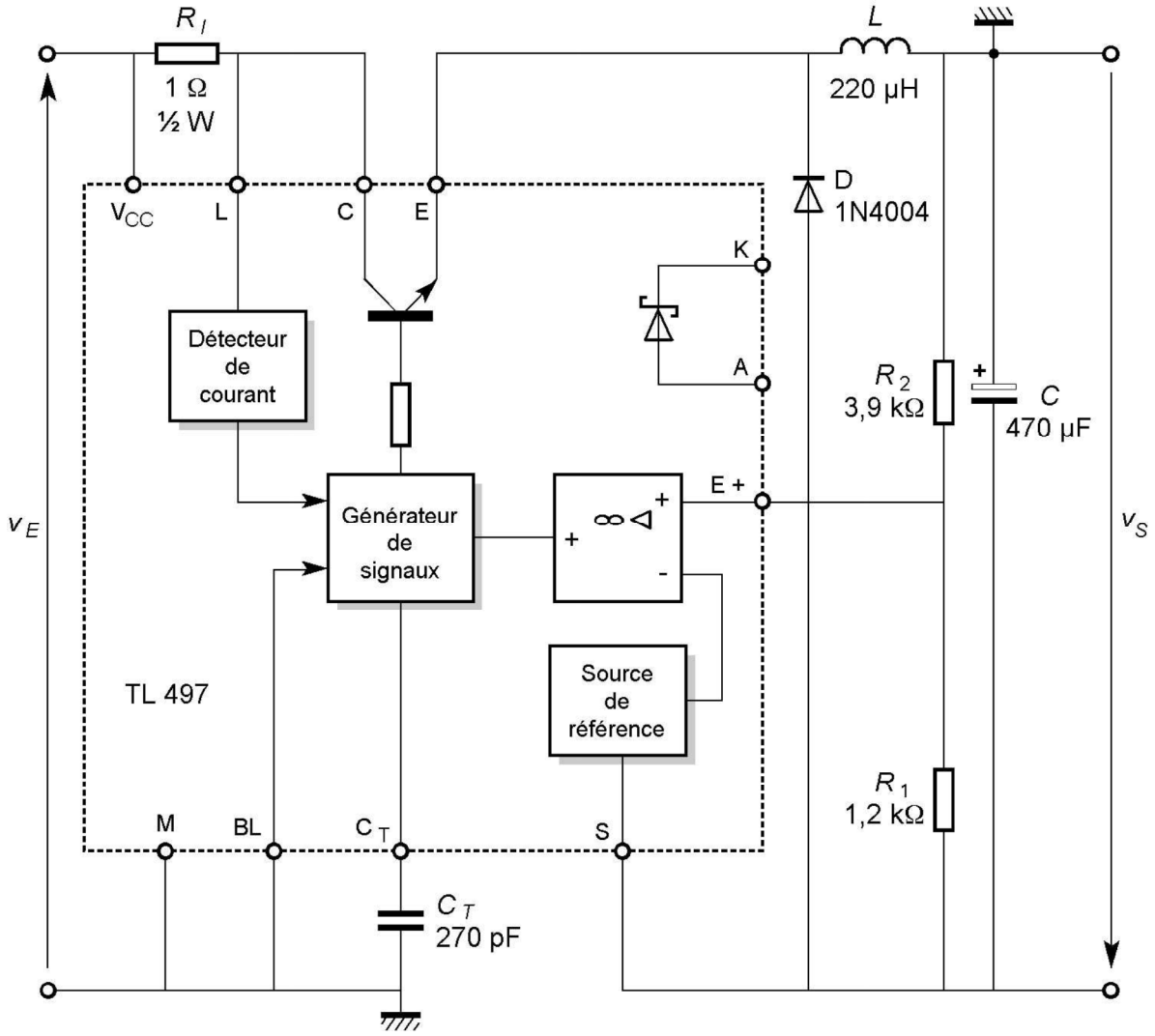


Figure 8.33 – Régulateur inverseur utilisant un TL497.

Sa valeur moyenne est :

$$i_{S\,max} = \frac{I_M}{2}\frac{t'_2}{t_1 + t'_2} = \frac{I_M}{2}\frac{v_E}{v_E + |v_S|}$$

ce qui donne :

$$I_M = 2i_{S\,max}\left(1 + \frac{|v_S|}{v_E}\right)$$

On calcule ainsi :

$$I_M = 2 \times 0,1 \times \left(1 + \frac{5}{5}\right) = 0,4 \text{ A}$$

Avec une marge de sécurité, on choisit $I_M = 0,5$ A. L'inductance est donnée par la formule :

$$L = \frac{v_E}{I_M} t_1$$

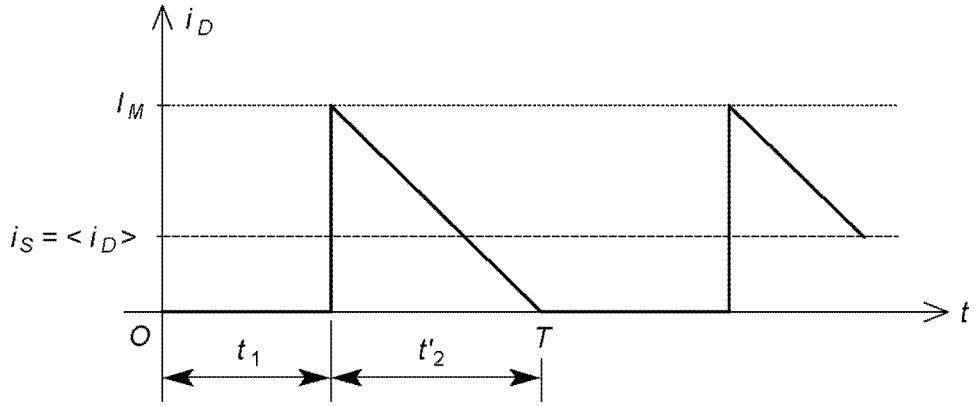


Figure 8.34 – Allure du courant dans la diode quand l'intensité de sortie est maximale.

On choisit souvent L (entre 50 et 500 µH) et on calcule t_1 (entre 10 et 150 µs) :

$$t_1 = \frac{I_M}{v_E} L$$

En prenant $L = 220$ µH, on a :

$$t_1 = \frac{0,5}{5} \times 220 = 22 \text{ µs}$$

La capacité du condensateur qui fixe t_1 est toujours donnée par la formule :

$$C_T = Kt_1 \quad \text{soit :} \quad C_T = 12 \times 22 = 264 \text{ pF}$$

Une valeur normalisée de 270 pF convient. La capacité minimale du condensateur de sortie est :

$$C_{min} = \frac{I_M t_1}{2\Delta v_{S\,max}} \frac{v_E}{|v_S|} \quad \text{soit :} \quad C_{min} = \frac{0,5 \times 22}{2 \times 0,05} \times \frac{5}{5} = 110 \text{ µF}$$

On choisit un condensateur de 470 µF présentant une résistance série de 70 mΩ. L'ondulation qui serait due au condensateur idéal est :

$$\Delta v_C = 50 \times \frac{110}{470} = 11,7 \text{ mV}$$

La résistance série amène une variation supplémentaire :

$$\Delta v_r = 70 \times 0,5 = 35 \text{ mV}$$

L'ondulation résultante répond bien au cahier des charges (moins de 50 mV) puisqu'elle est strictement inférieure à la somme des deux contributions :

$$\Delta v_S < 46,7 \text{ mV}$$

On remarque une nouvelle fois que l'influence de la partie résistive est prépondérante, comme dans tout montage fonctionnant en mode discontinu.

La résistance servant à la limitation du courant doit valoir :

$$R_l = \frac{0,5}{0,5} = 1 \ \Omega$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On prend une valeur de 1 Ω de dissipation maximale 0, 5 W car :

$$P_{max} = \frac{0,5^2}{1} = 0,25 \text{ W}$$

La relation qui définit la tension de sortie est obtenue en écrivant l'égalité des tensions sur les entrées du comparateur du circuit intégré :

$$\frac{R_1}{R_1 + R_2}(-v_S) = V_r$$

soit :

$$v_S = -\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

On fixe R_1 et on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{|v_S|}{V_r} - 1\right) R_1$$

Avec $R_1 = 1,2$ kΩ, cela donne :

$$R_2 = \left(\frac{5}{1,2} - 1\right) \times 1,2 = 3,8 \text{ k}\Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 3, 9 kΩ.

Pour une intensité plus grande (telle que $I_M > 500$ mA), un transistor extérieur est nécessaire (*figure 8.35*).

8.5.3 Montage utilisant un circuit intégré μA78S40

Avec ce composant, il est possible de réaliser un régulateur inverseur sans transistor externe, mais son rendement est médiocre (de l'ordre de 60 %) à cause de l'utilisation du commutateur interne en montage Darlington qui produit une chute de tension non négligeable. Il est préférable de faire appel à un transistor de commutation extérieur, du type PNP (*figure 8.36*).

On se propose comme exemple de concevoir un régulateur délivrant − 15 V à partir d'une tension disponible de 15 V. Le courant dans la charge peut atteindre 300 mA et l'ondulation de la tension de sortie doit être inférieure à 1 %. Le rapport des durées est imposé par les tensions d'entrée et de sortie :

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{|v_S| + V_D}{v_E - V_{sat}}$$

Compte tenu de l'ordre de grandeur des courants, la tension aux bornes de la diode Schottky passante est estimée à environ 0, 5 V et la tension de saturation du transistor PNP à 0, 4 V, ce qui donne :

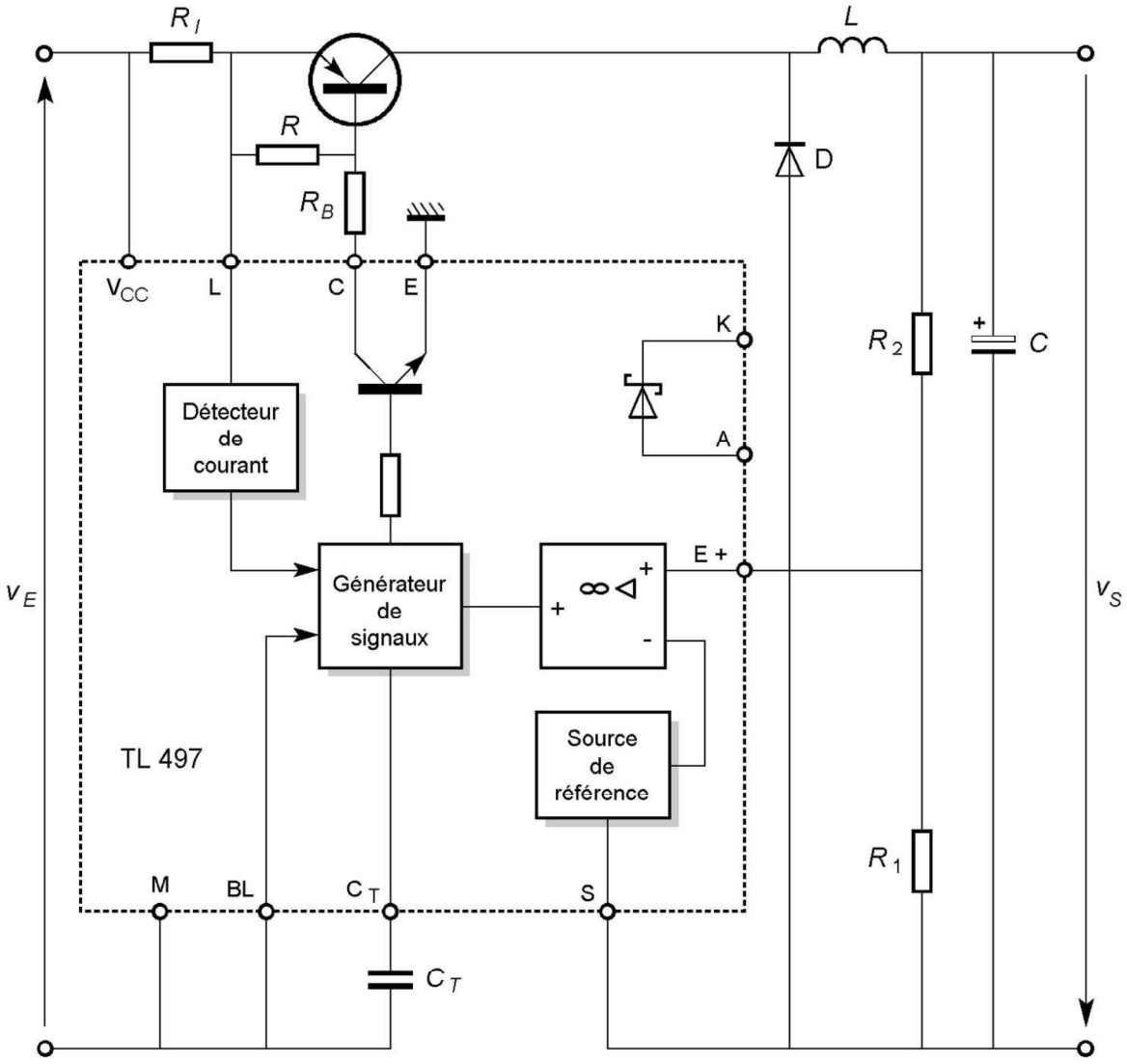


Figure 8.35 – Utilisation d'un transistor externe.

$$\frac{t_1}{t_2} = \frac{15 + 0,5}{15 - 0,4} = 1,06$$

Par ailleurs, on fixe une fréquence de 20 kHz pour les commutations, soit :

$$t_1 + t_2 = T = \frac{1}{f} \qquad T = 50\ \mu s$$

On en déduit :

$$t_2 = \frac{T}{1 + \dfrac{t_1}{t_2}} \qquad t_1 = T - t_2$$

soit :

$$t_2 = \frac{50}{1 + 1,06} = 24,3\ \mu s$$

$$t_1 = 50 - 24,3 = 25,7\ \mu s$$

La capacité du condensateur qui fixe la durée t_1 est alors :

$$C_T = 4 \times 10^{-5} \times 25,7 \times 10^{-6} = 1,03\ nF$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

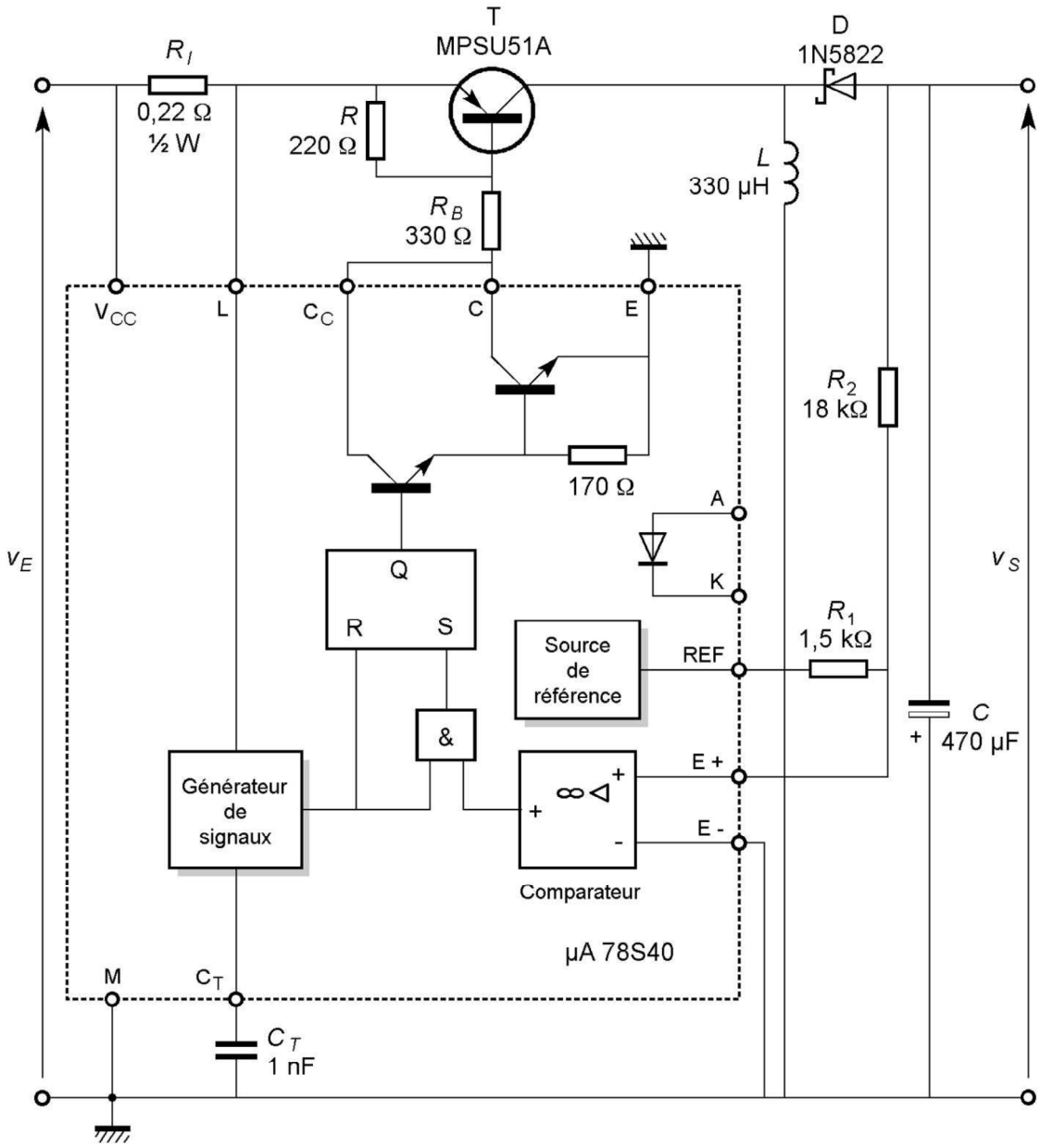


Figure 8.36 – Régulateur inverseur utilisant un µA78S40.

On choisit une valeur normalisée 1 nF, ce qui conduit à des durées effectives :

$$t_1 = \frac{10^{-9}}{4 \times 10^{-5}} = 25\ \mu s \qquad t_2 = \frac{25}{1,06} = 23,6\ \mu s$$

Le courant maximal est donné par la formule :

$$I_M = 2i_{S\,max}\left(\frac{t_1}{t_2} + 1\right)$$

soit :

$$I_M = 2 \times 0,3 \times (1,06 + 1) = 1,24\ \text{A}$$

La valeur minimale de l'inductance est alors :

$$L_{min} = \frac{v_E - V_{sat}}{I_M} t_1$$

soit :

$$L_{min} = \frac{15 - 0,4}{1,24} \times 25 = 294 \text{ µF}$$

On choisit une inductance normalisée de 330 µH. La capacité minimale du condensateur de sortie est donnée par la même formule que pour le régulateur élévateur (même allure du courant) :

$$C_{min} = \frac{i_S t_1}{\Delta v_{S\,max}}$$

soit :

$$C_{min} = \frac{0,3 \times 25}{0,15} = 50 \text{ µF}$$

On prend un condensateur de 470 µF présentant une résistance série de 70 mΩ. L'ondulation que l'on obtiendrait avec un condensateur idéal est :

$$\Delta v_C = \frac{50}{470} \times 150 = 16 \text{ mV}$$

La résistance série apporte un supplément qui vaut :

$$\Delta v_r = 70 \times 1,24 = 87 \text{ mV}$$

La tension de sortie étant assez élevée, il faut également tenir compte de la tension de décalage du comparateur comme pour le régulateur élévateur :

$$\Delta v_{\mathrm{d}} = \frac{15}{1,25} \times 1,5 = 18 \text{ mV}$$

L'ondulation totale, strictement inférieure à la somme des trois contributions précédentes, est bien conforme aux exigences de départ :

$$\Delta v_S < 121 \text{ mV}$$

La résistance associée au circuit de limitation du courant doit valoir :

$$R_l = \frac{0,33}{1,24} = 0,266 \ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée un peu inférieure : 0,22 Ω. La puissance dissipée maximale est :

$$P_{max} = \frac{0,33^2}{0,22} = 0,495 \text{ W}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Pour déterminer le diviseur résistif qui fixe la tension de sortie, on écrit que la tension appliquée à l'entrée non inverseuse du comparateur du circuit intégré est nulle puisque l'entrée inverseuse est à la masse :

$$R_1 v_S + R_2 V_r = 0$$

On en déduit :

$$v_S = -\frac{R_2}{R_1} V_r$$

On fixe par exemple $R_1 = 1,5$ kΩ et on calcule :

$$R_2 = \frac{|v_S|}{V_r} R_1 \quad \text{soit :} \quad R_2 = \frac{15}{1,25} \times 1,5 = 18 \text{ k}\Omega$$

La valeur normalisée 18 kΩ convient.

Le choix des résistances associées au transistor externe se fait comme avec le montage utilisant un LM3578. En imposant un gain forcé β_f de 35 pour assurer une bonne saturation, le courant de base est :

$$i_B = \frac{I_M}{\beta_f}$$

On choisit ensuite de dériver une intensité dix fois moindre dans la résistance R :

$$i = \frac{1}{10} \frac{I_M}{\beta_f}$$

On peut alors calculer :

$$R = \frac{v_{EB}}{i} = \frac{10 \beta_f v_{EB}}{I_M} \quad \text{soit :} \quad R = \frac{10 \times 35 \times 0,8}{1,24} = 226 \ \Omega$$

Une valeur normalisée de 220 Ω convient. La valeur réelle de i est alors :

$$i = \frac{0,8}{220} = 3,64 \text{ mA}$$

On peut ensuite calculer la valeur à donner à la résistance de base :

$$R_B = \frac{v_E - V_l - v_{EB} - V_{sat}}{\frac{I_M}{\beta_f} + i}$$

soit :

$$R_B = \frac{15 - 0,33 - 0,8 - 0,4}{\frac{1,24}{35} + 3,64 \times 10^{-3}} = 345 \ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 330 Ω. Le transistor utilisé est un MPSU51A, largement dimensionné pour cette application et la diode Schottky est une 1N5822.

8.6 Exemples de régulateurs à transformateur

8.6.1 Régulateur à récupération d'énergie sans isolement de la commande

Le circuit intégré LT1070 de Linear Technology est un régulateur en mode courant dont l'interrupteur interne peut commuter 5 A. Il ne comporte que cinq bornes : l'entrée E, l'interrupteur I, la masse M, la contre-réaction CR et la compensation V_C. Ce composant est particulièrement adapté à la réalisation de régulateurs à transformateur comme le montage *flyback* (*figure 8.37*).

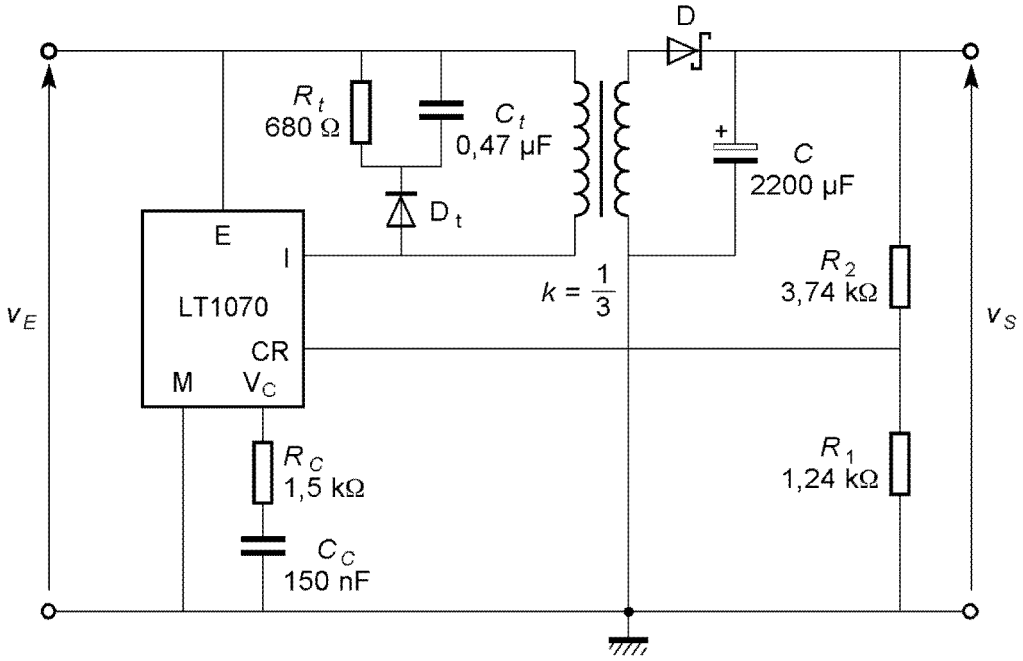


Figure 8.37 – Régulateur à récupération d'énergie utilisant un LT1070.

Le circuit décrit permet d'obtenir une tension de sortie de 5 V avec un courant maximal de 6 A à partir d'une source continue disponible de 24 V.

Un diviseur résistif R_1, R_2 applique une fraction de la tension de sortie à la borne CR qui est l'entrée inverseuse d'un amplificateur d'erreur dont l'entrée non inverseuse est reliée à une source de référence interne $V_r = 1,244$ V.

La tension de sortie est alors :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

On en déduit le rapport des résistances :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{v_S}{V_r} - 1$$

En prenant $R_1 = 1,24$ kΩ dans la série E96, on calcule R_2 pour obtenir $v_S = 5$ V :

$$R_2 = \left(\frac{5}{1,244} - 1\right) \times 1,24 = 3,74 \text{ kΩ}$$

C'est directement une valeur normalisée dans la série E96.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le réseau R_cC_c assure la compensation en fréquence. Le circuit R_aC_a permet de limiter la surtension provoquée par l'inductance de fuites du primaire du transformateur afin de ne pas dépasser la valeur maximale de la tension autorisée aux bornes de l'interrupteur interne.

8.6.2 Procédés d'isolement de la commande

Lorsque l'alimentation à découpage prélève son énergie sur le secteur, il est impératif de prévoir un isolement complet entre l'entrée et la sortie. Le convertisseur est donc obligatoirement muni d'un transformateur, mais la commande doit elle aussi être isolée. Trois procédés peuvent être rencontrés :

- l'isolement par optocoupleur dans la boucle de retour ;
- l'isolement par transformateur dans la boucle de retour ;
- la régulation indirecte par enroulement auxiliaire sur le transformateur principal.

La première solution consiste à prélever une fraction de la tension de sortie par un diviseur résistif, puis à appliquer ce signal à un amplificateur d'erreur comprenant une référence à diode Zener ou à circuit intégré spécialisé, avant d'attaquer un photocoupleur assurant une liaison isolée avec le circuit de commande du convertisseur (*figure 8.38*).

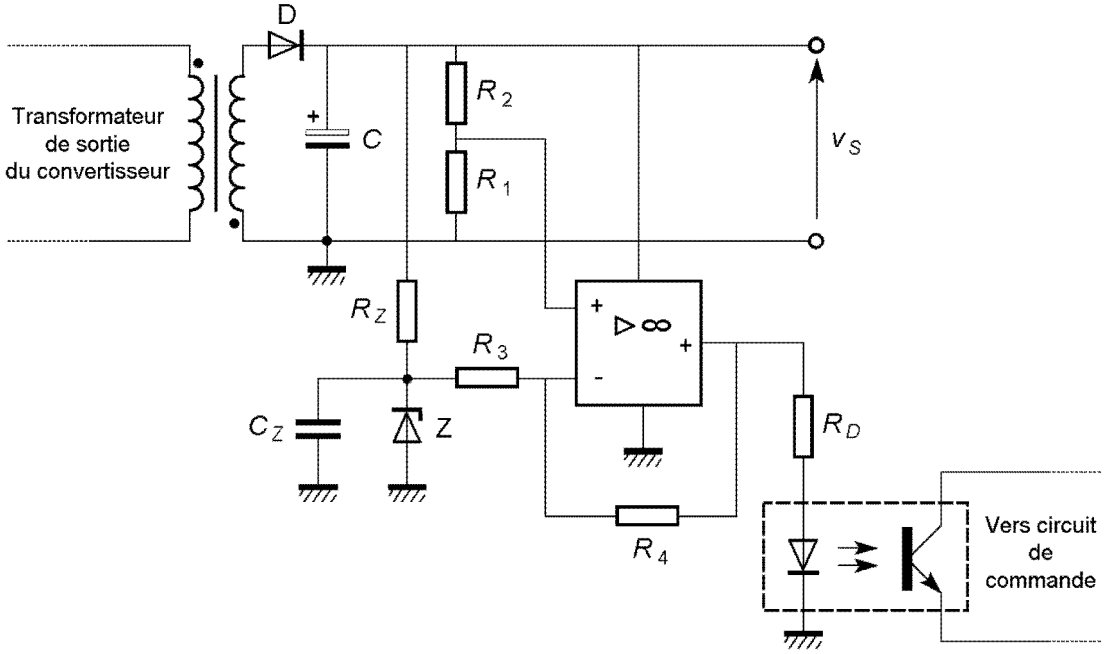


Figure 8.38 – Isolement par photocoupleur associé à un amplificateur de différence.

Il faut remarquer que l'amplificateur opérationnel est utilisé en alimentation unique avec la sortie du montage comme source de tension. Une variante du schéma fait appel à un régulateur parallèle du type TL431 à la place du montage à amplificateur opérationnel (*figure 8.39*).

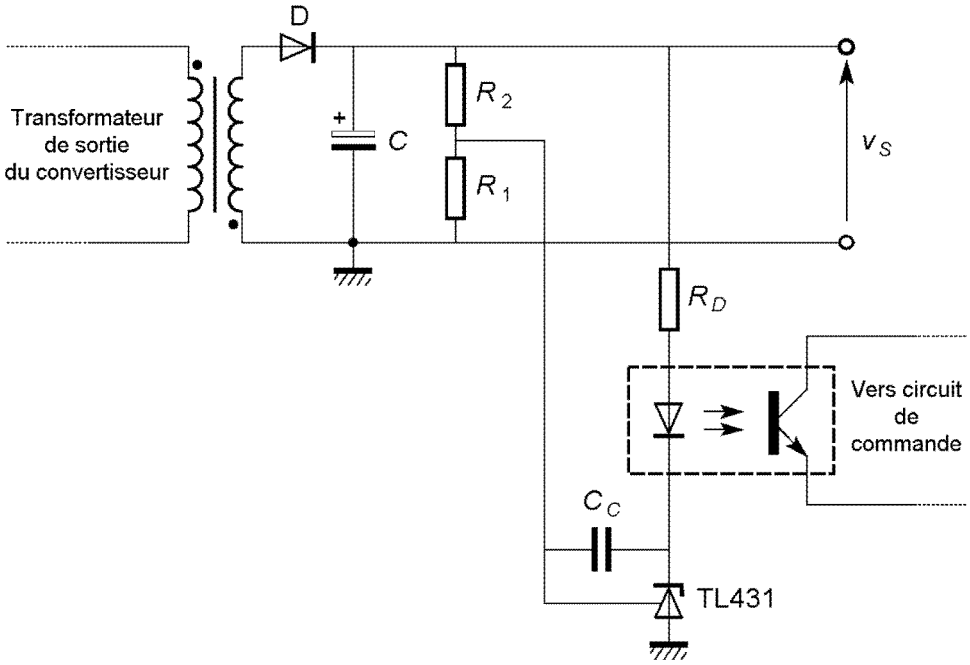


Figure 8.39 – Isolement par photocoupleur associé à un régulateur parallèle.

La deuxième solution fait appel à un transformateur. Celui-ci ne pouvant évidemment pas transmettre une tension continue, il faut d'abord hacher la tension de sortie du convertisseur par un transistor commutant à la fréquence de découpage avant de l'appliquer au primaire, puis ajouter un détecteur de crête (diode et condensateur) au secondaire pour reconstituer une tension continue. Cette solution s'applique facilement au montage *forward* (*figure 8.40*).

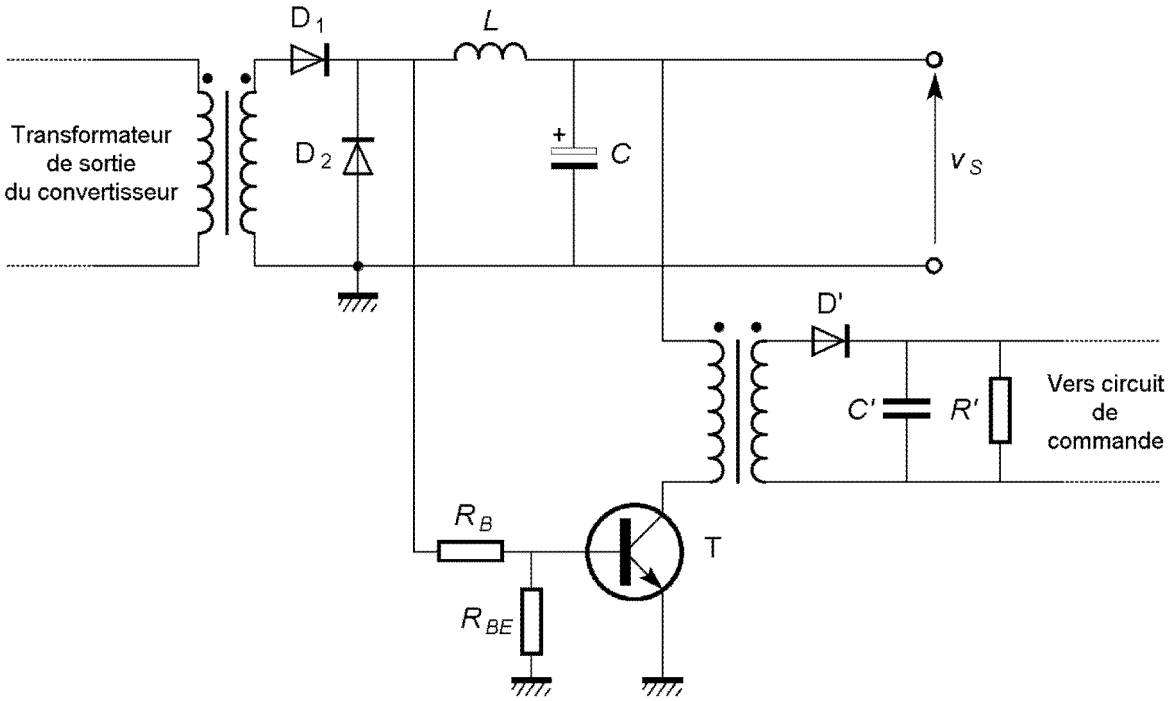


Figure 8.40 – Isolement par transformateur associé à un découpeur et un détecteur de crête.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La troisième solution ne détecte pas directement la tension de sortie. Un enroulement auxiliaire du transformateur donne une tension qui, après redressement et filtrage, est appliquée à l'entrée de l'amplificateur d'erreur (*figure 8.41*).

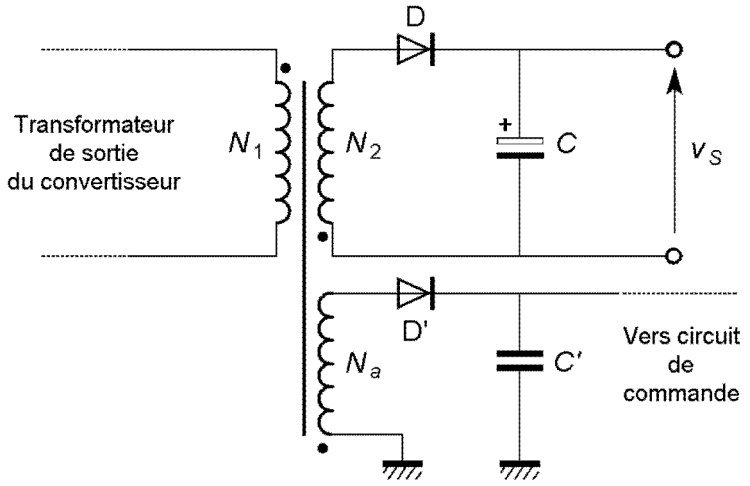


Figure 8.41 – Régulation par enroulement auxiliaire.

Ce procédé ne tient pas compte des chutes de tension dans la résistance et l'inductance de fuites du secondaire.

8.6.3 Alimentation à découpage branchée sur le secteur

Le circuit intégré UC3842 conduit à des réalisations simples et performantes pour les alimentations à découpage branchées sur le secteur. L'exemple considéré est une alimentation 25 W qui fournit une tension continue de 5 V à partir d'un secteur 117 V (*figure 8.42*).

On se propose d'examiner quelques points du fonctionnement du circuit.

Alimentation du circuit intégré

Le circuit UC3842 est d'abord alimenté par le secteur redressé et filtré par l'intermédiaire de la résistance R_a (*figure 8.43*).

Le condensateur C_a se charge jusqu'à une tension de 16 V qui entraîne le début de la conduction du transistor T.

Lorsque le montage est devenu complètement opérationnel, l'alimentation est fournie par l'enroulement auxiliaire N_a du transformateur et la diode D_a associée au condensateur C_a.

Générateur d'impulsions

Le condensateur de temporisation C_T se charge vers la tension de référence V_r à travers la résistance R_T, puis se décharge par une source de courant interne (*figure 8.44*).

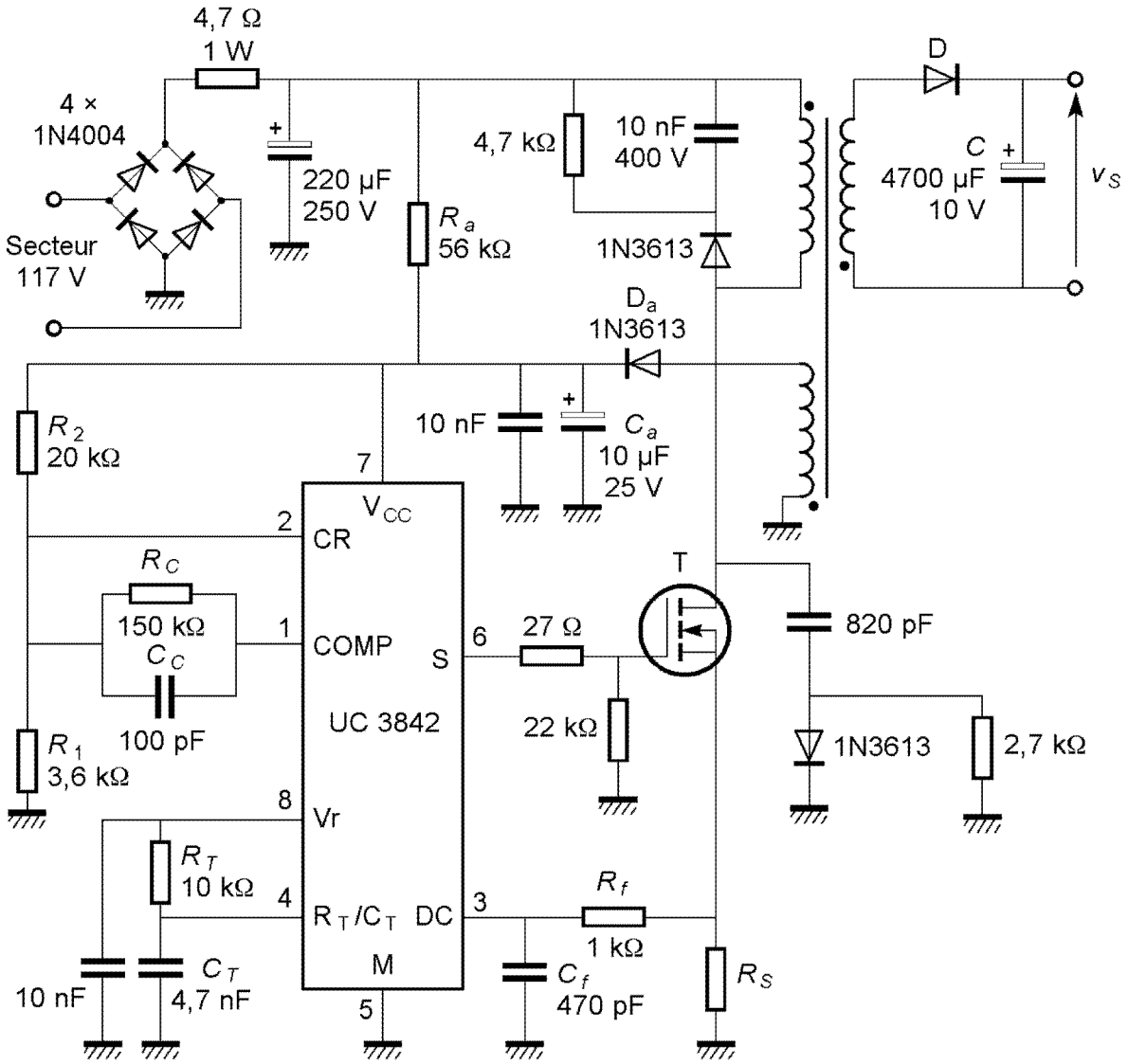


Figure 8.42 – Alimentation à découpage branchée sur le secteur.

Les durées de charge et de décharge sont données par les formules :

$$t_c = 0,55 R_T C_T \qquad t_d = R_T C_T \ln \frac{0,0063 R_T - 2,7}{0,0063 R_T - 4}$$

et la fréquence est alors :

$$f_c = \frac{1}{t_c + t_\mathrm{d}}$$

Si R_T est supérieure à 5 kΩ, t_d est faible devant t_c et :

$$f_c \approx \frac{1}{0,55 R_T C_T} \approx \frac{1,8}{R_T C_T}$$

Dans notre exemple, la fréquence choisie est de 40 kHz. Les valeurs $R_T = 10$ kΩ et $C_T = 4,7$ nF conviennent puisque :

$$f_c = \frac{1,8}{10^4 \times 4,7 \times 10^{-9}} = 38,3 \text{ kHz}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

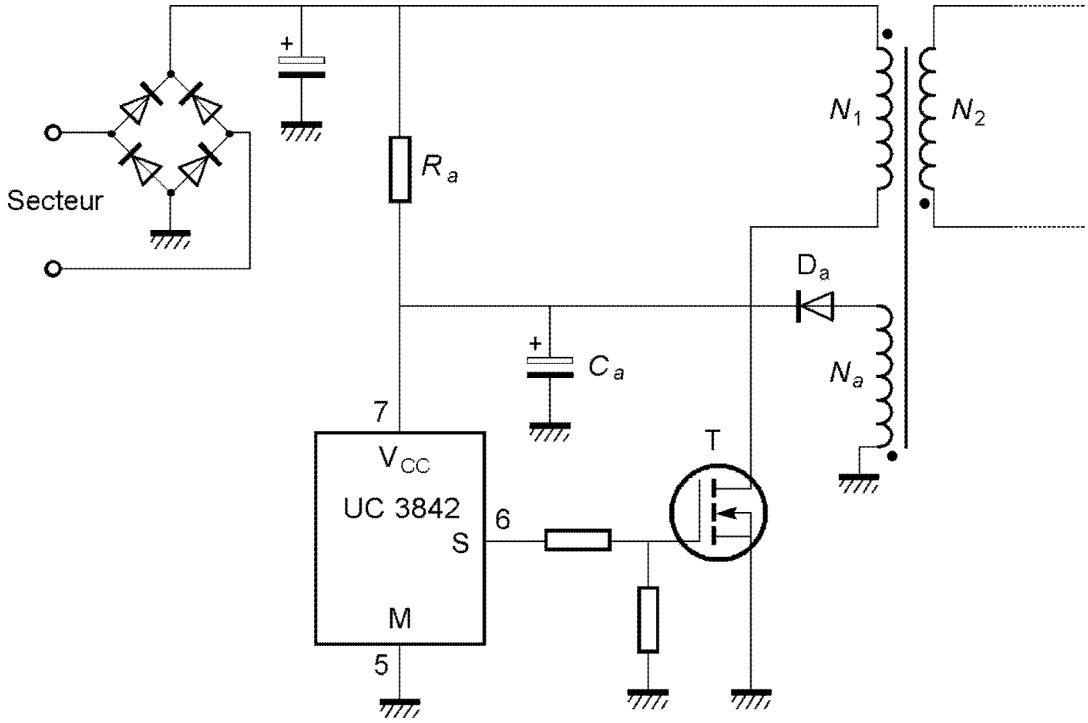


Figure 8.43 – Alimentation du circuit intégré.

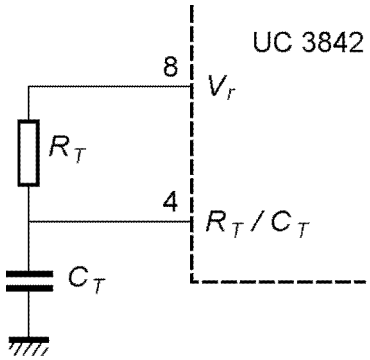


Figure 8.44 – Composants fixant la fréquence.

Amplificateur d'erreur

L'entrée + de l'amplificateur d'erreur est reliée à un potentiel de 2, 5 V à l'intérieur du circuit intégré (*figure 8.45*).

Son entrée – est accessible sur la borne 2 notée CR (contre-réaction) et sa sortie sur la borne 1 notée COMP (compensation).

Le circuit de compensation R_cC_c (*figure 8.46*) ajoute un pôle à la transmittance du circuit qui correspond à la fréquence :

$$f_p = \frac{1}{2\pi R_c C_c}$$

R_c et C_c sont choisies de manière à compenser le zéro dû à la résistance série du condensateur de sortie.

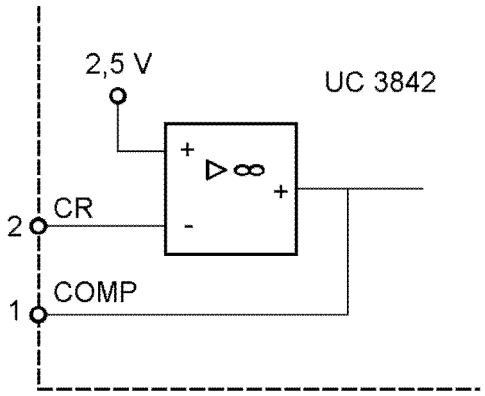


Figure 8.45 – Amplificateur d'erreur.

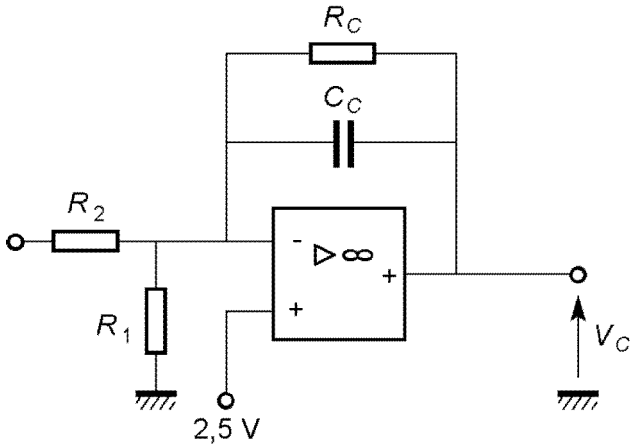


Figure 8.46 – Circuit de compensation.

Détection de courant

Le courant est transformé en tension par une résistance R_S ayant une borne à la masse (*figure 8.47*).

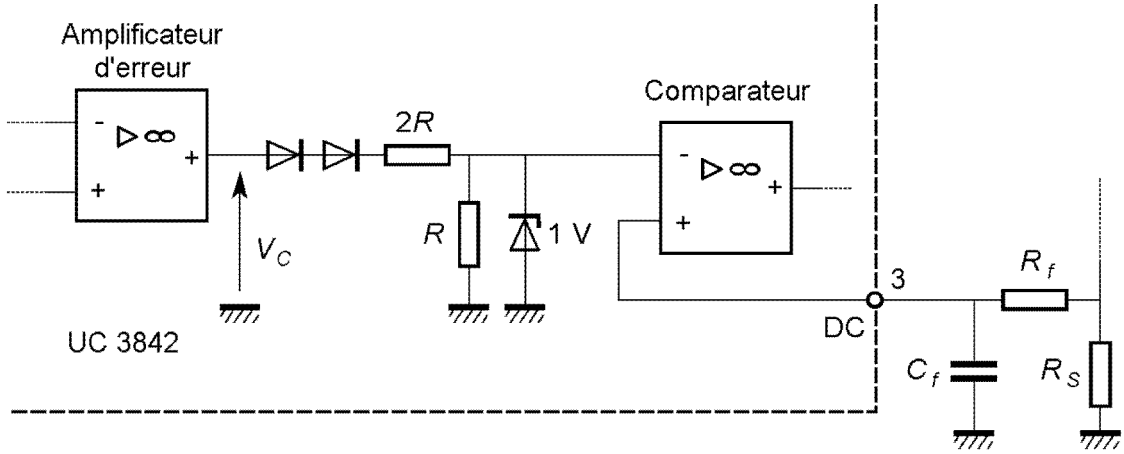


Figure 8.47 – Détection de courant.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La tension maximale V_M aux bornes de R_S est commandée par la tension de sortie V_C de l'amplificateur d'erreur selon la relation :

$$V_M = \frac{V_C - 1,4}{3}$$

Un filtre passe-bas $R_f C_f$ élimine les pics que présente le courant détecté.

8.7 Modélisation des régulateurs à découpage

Un régulateur à découpage est un système bouclé et il faut donc étudier sa stabilité. Considérons par exemple le régulateur abaisseur en mode continu commandé par modulation de largeur d'impulsions.

8.7.1 Schéma-bloc

Modélisons les différents éléments de la boucle : convertisseur de puissance, modulateur de largeur d'impulsions, amplificateur d'erreur et diviseur résistif (*figure 8.48*).

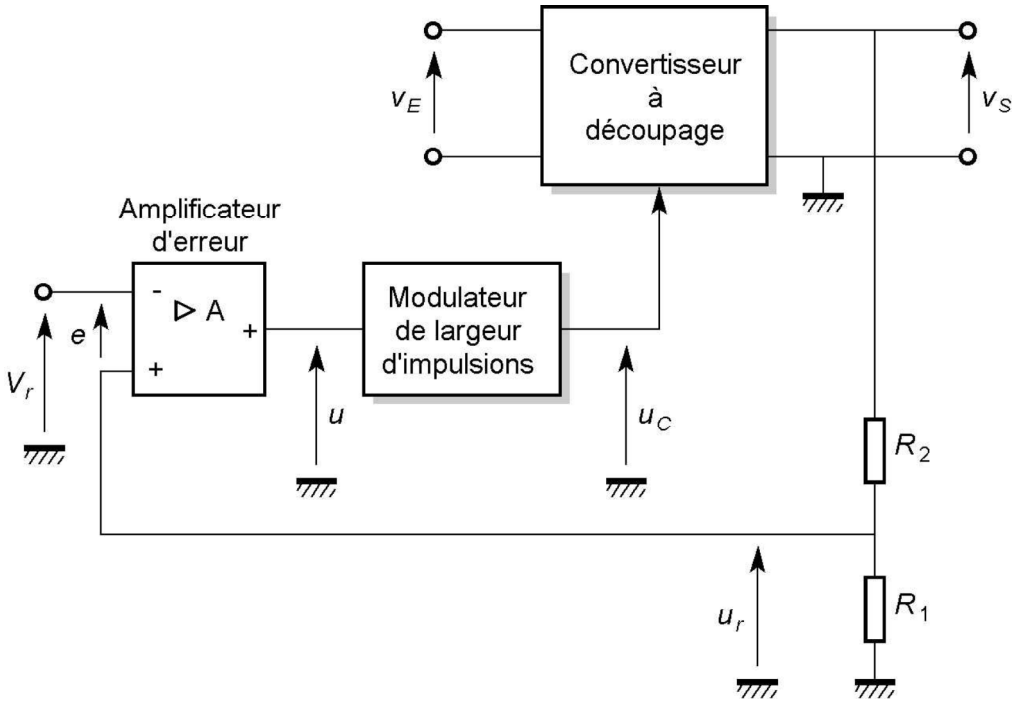


Figure 8.48 – Schéma fonctionnel d'un régulateur à découpage.

Convertisseur de puissance

La méthode décrite à la section 7.3 a permis d'établir la transmittance :

$$\frac{\widetilde{V_S}}{\widetilde{A}} = v_E \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2}$$

Modulateur de largeur d'impulsions

Le rapport cyclique α est proportionnel à la tension u issue de l'amplificateur d'erreur :

$$\frac{\tilde{A}}{\tilde{U}} = k$$

Amplificateur d'erreur

Ce dispositif effectue la différence entre la tension de référence V_r et le signal u_r issu de la chaîne de retour, puis multiplie le résultat par une constante A_0 dans la bande passante. Pour la modélisation dynamique, il faut prendre en compte les limitations en fréquence en attribuant au circuit une transmittance du premier ordre :

$$\tilde{E} = \tilde{V}_r - \tilde{U}_r \qquad \frac{\tilde{U}}{\tilde{E}} = \frac{A_0}{1 + \tau s}$$

Diviseur résistif

La tension de sortie v_S est prélevée par un diviseur de deux résistances R_1 et R_2 :

$$\frac{\tilde{U}_r}{\tilde{V}_S} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Système bouclé

L'ensemble des relations précédentes peut être représenté par un schéma-bloc (*figure 8.49*).

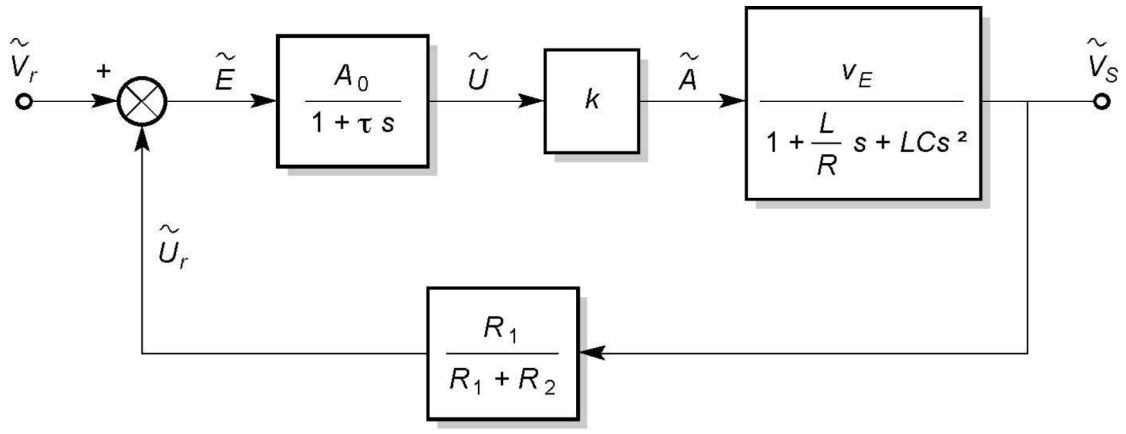


Figure 8.49 – Schéma-bloc du régulateur à découpage.

8.7.2 Stabilité

La première chose à considérer pour un asservissement est sa stabilité. Pour cela, on considère la transmittance en boucle ouverte :

$$\tilde{L} = \frac{v_E k A_0 \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}}{(1 + \tau s)\left(1 + \dfrac{L}{R}s + LCs^2\right)}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On s'intéresse ensuite à la réponse en fréquence en passant à la transmittance isochrone :

$$\underline{L} = \frac{v_E k A_0 \dfrac{R_1}{R_1 + R_2}}{(1 + j\omega\tau)\left(1 + j\dfrac{L}{R}\omega - LC\omega^2\right)}$$

Il reste à tracer le diagramme de Bode (*figure 8.50*).

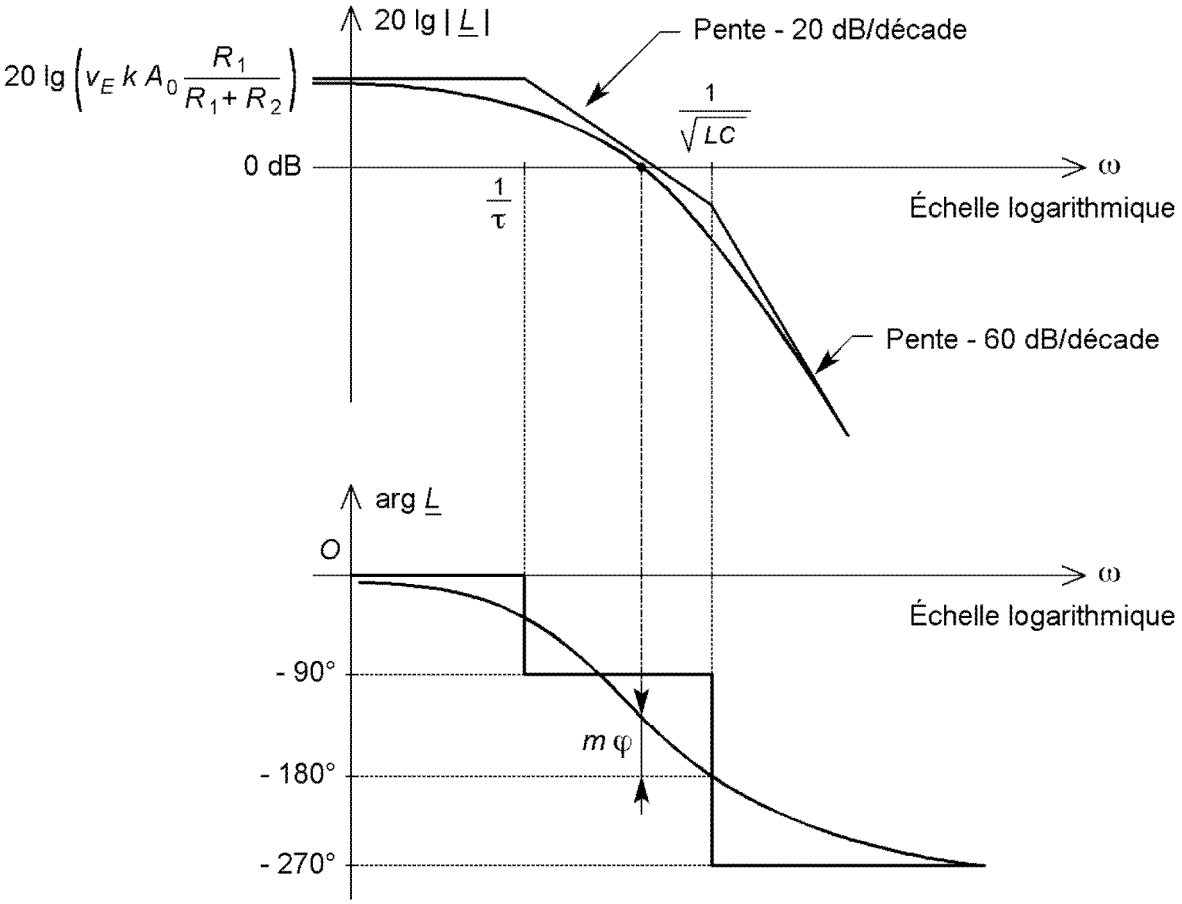


Figure 8.50 – Diagramme de Bode en boucle ouverte.

On lit sur ces courbes la marge de phase m_φ. Si elle est insuffisante (un ordre de grandeur satisfaisant est 45°), on ajoute un correcteur à avance de phase.

8.8 Logiciel spécialisé

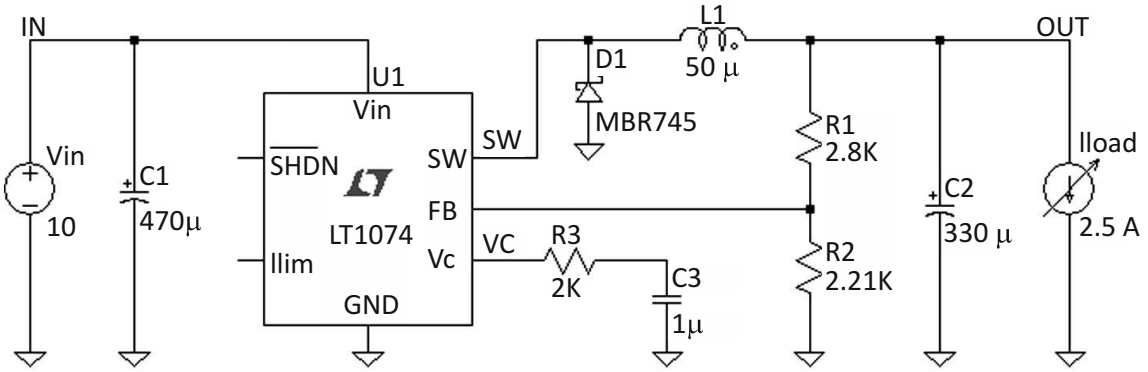
L'étude des circuits régulateurs à découpage est facilitée par l'utilisation d'un logiciel de simulation électronique conçu pour ce type d'applications.

8.8.1 Présentation

SwitcherCAD est un logiciel de simulation SPICE particulièrement destiné à l'étude des régulateurs à découpage. Il est disponible gratuitement à partir du site du fabricant de circuits intégrés *Linear Technology*. Il est capable d'effectuer des simulations de tous les circuits classiques comme les autres logiciels du même genre, mais son intérêt est de présenter une bibliothèque très complète de circuits intégrés régulateurs à découpage. Ce sont évidemment les modèles *Linear Technology* qui sont mis en valeur puisque ce constructeur est spécialiste de ce domaine.

8.8.2 Exemple d'utilisation

Prenons comme exemple un régulateur abaisseur centré sur un circuit intégré LT1074 (*figure 8.51*).



--- Efficiency Report ---

Efficiency: 77.6%

Input; 16.5W@9.97V
Output; 12.8W@5.12V

Ref.	Irms	Ipeak	Dissipation
C1	339 mA	497 mA	6 mW
C2	105 mA	197 mA	1 mW
C3	0 mA	0 mA	0 mW
D1	1 462 mA	2 693 mA	419 mW
L1	2 505 mA	2 698 mA	6 mW
R1	1 mA	1 mA	3 mW
R2	1 mA	1 mA	2 mW
R3	0 mA	0 mA	0 mW
U1	2 040 mA	3 006 mA	3 265 mW

Figure 8.51 – Régulateur abaisseur utilisant un circuit intégré LT1074.

Nous retrouvons les éléments de base d'un convertisseur abaisseur : l'interrupteur (interne au circuit intégré entre les bornes Vin et SW), la diode, la bobine et le condensateur. La tension de sortie est fixée par un diviseur résistif associé au circuit intégré. L'entrée est reliée à une source de tension Vin, et la sortie à une source de courant qui modélise la charge. Une simulation permet de tracer les courbes des

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

principaux signaux (*figure 8.52*). Par ailleurs, un tableau imprimé en dessous du schéma nous donne le rendement et la répartition des pertes entre les différents composants.

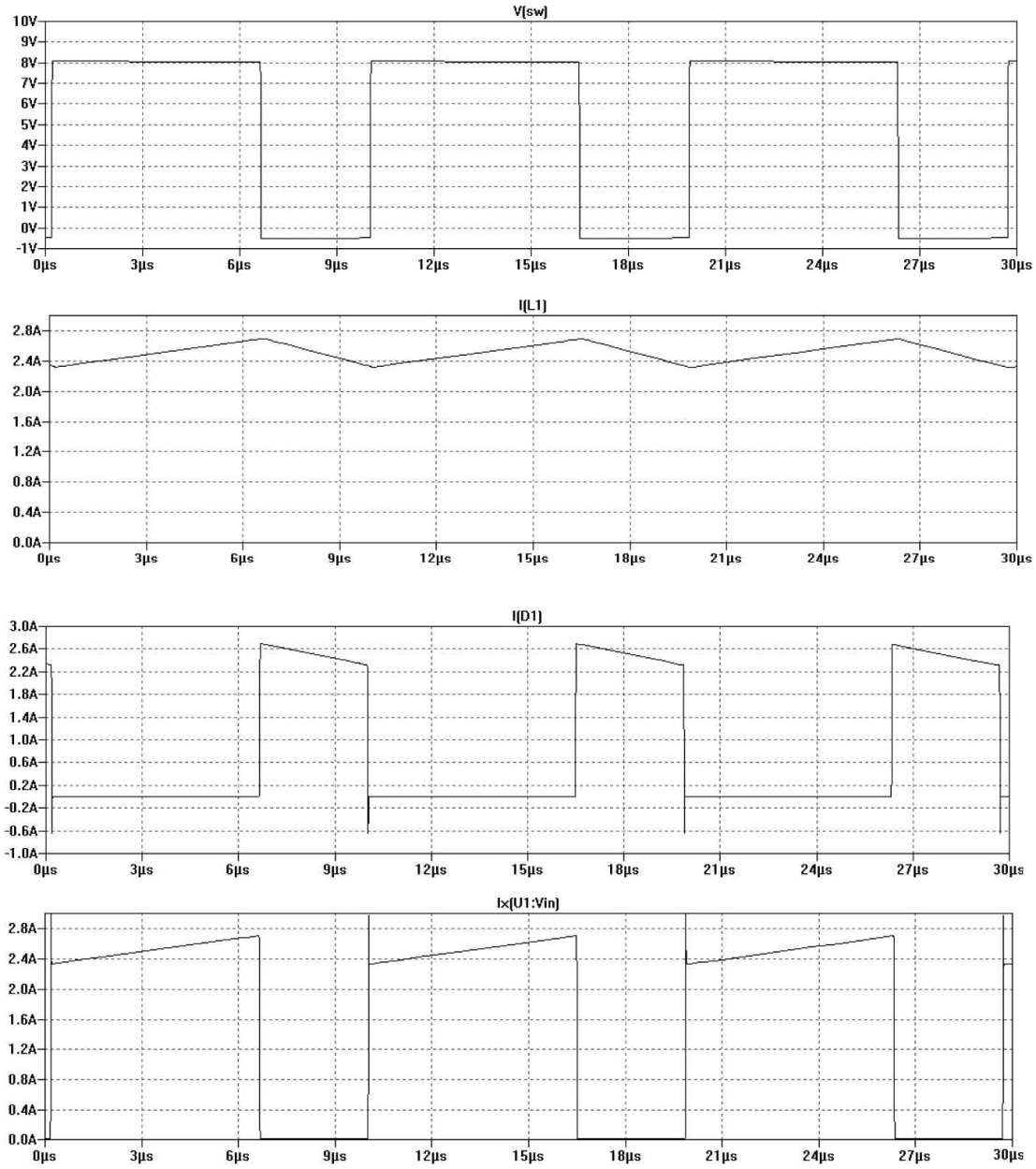


Figure 8.52 – Chronogrammes des principaux signaux.

CHAPITRE 9

STABILISATEURS ET RÉGULATEURS DE COURANT

Dans certaines applications, on souhaite maintenir le courant constant et laisser évoluer la tension. C'est le rôle du régulateur de courant. Les alimentations de laboratoire peuvent souvent fonctionner soit en source de tension, soit en source de courant. Il faut alors combiner les deux types de régulation.

9.1 Stabilisateur de courant à transistor et diode Zener

9.1.1 Principe

Le circuit associe un transistor PNP, une diode Zener et deux résistances (*figure 9.1*).

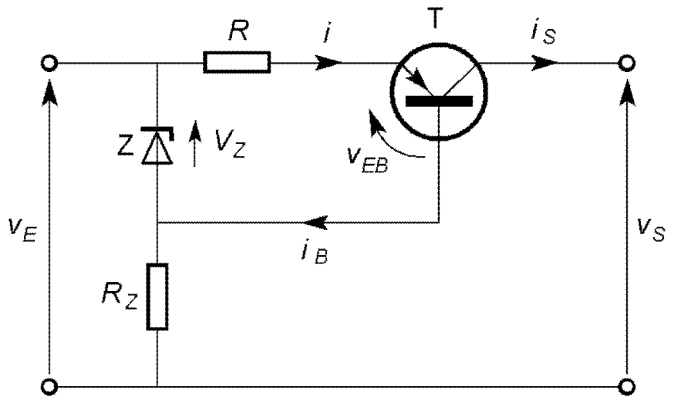


Figure 9.1 – Stabilisateur de courant à transistor et diode Zener.

La diode Zener maintient à ses bornes une tension sensiblement constante V_Z. Le courant dans la résistance R est donc lui aussi constant :

$$i = \frac{V_Z - v_{EB}}{R}$$

Si l'amplification en courant β du transistor est grande devant 1, l'intensité dans la charge (qui vient du collecteur) est très proche du courant dans la résistance (qui

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

entre par l'émetteur) :

$$i_S \approx i$$

Le circuit est donc bien une source de courant constant. Il faut cependant que le transistor fonctionne bien en régime linéaire. La limite correspond à l'annulation de la tension entre collecteur et émetteur. Cela donne une condition sur la tension de sortie (et donc sur la charge) :

$$v_S \leq v_E - (V_Z - v_{EB})$$

9.1.2 Choix des composants

La tension de Zener doit vérifier l'inégalité :

$$V_Z \leq v_E - v_S + v_{EB}$$

Si la charge est variable, il faut se placer dans le cas le plus défavorable qui correspond à la tension de sortie maximale (donc à la résistance de charge maximale).

La résistance de polarisation de la diode Zener doit permettre la circulation du courant de base du transistor et d'un minimum de courant nécessaire au fonctionnement de cette diode. Elle doit donc respecter la condition :

$$R_Z \leq \frac{v_E - V_Z}{i_{B\,max} + I_{Zm}}$$

Le courant de base maximal est calculé à partir du courant de collecteur :

$$i_{B\,max} = \frac{i_S}{\beta_{min}}$$

La résistance R fixe l'intensité de sortie :

$$R = \frac{V_Z - v_{EB}}{i_S}$$

Il faut évidemment choisir la puissance nominale de l'élément :

$$P_R \leq P_{RM} \quad \text{avec} \quad P_R = Ri_S^2$$

On dimensionne également la diode Zener :

$$P_Z \leq P_{ZM} \quad \text{avec} \quad P_Z = V_Z \left(\frac{v_E - V_Z}{R_Z} - i_{B\,min} \right)$$

Le transistor doit supporter une tension entre émetteur et collecteur :

$$v_{EC\,max} = v_E - Ri_S$$

Pour la puissance dissipée :

$$P_T \leq P_{TM} \quad \text{avec} \quad P_T = (v_E - Ri_S)\, i_S$$

Exemple

On veut réaliser un stabilisateur de courant délivrant 15 mA à une résistance de charge pouvant varier entre 0 et 1 kΩ. La tension d'entrée vaut 24 V.

La tension maximale de sortie est :

$$v_{S\,max} = 1 \times 15 = 15 \text{ V}$$

On en déduit la condition sur la tension de Zener :

$$V_Z \leq 24 - 15 + 0,6 = 9,6 \text{ V}$$

On choisit donc une diode de tension nominale 9, 1 V. On calcule ensuite la valeur à attribuer à la résistance R :

$$R = \frac{9,1 - 0,6}{15} = 0,567 \text{ k}\Omega$$

On prend donc une valeur normalisée 560 Ω, 5 %. La puissance dissipée vaut :

$$P_R = 560 \times \left(15 \times 10^{-3}\right)^2 = 0,126 \text{ W}$$

Une résistance $\frac{1}{4}$ W convient. Pour le transistor, la tension maximale est :

$$v_{EC\,max} = 24 - 560 \times 15 \times 10^{-3} = 15,6 \text{ V}$$

La puissance dissipée maximale est :

$$P_T = 15,6 \times 15 = 234 \text{ mW}$$

Un transistor du type 2N2905 (ou beaucoup d'autres références) peut convenir. Le minimum de β étant 100, le courant de base maximal vaut :

$$i_{B\,max} = \frac{15}{100} = 0,15 \text{ mA}$$

En choisissant une intensité minimale de 5 mA dans la diode Zener, on obtient une condition sur la résistance R_Z :

$$R_Z \leq \frac{24 - 9,1}{0,15 + 5} = 2,89 \text{ k}\Omega$$

On choisit une valeur normalisée 2, 7 kΩ, 5 %. La puissance dissipée est très faible, une résistance $\frac{1}{4}$ W convient. La valeur maximale de β étant 300, on peut calculer le courant de base minimal :

$$i_{B\,min} = \frac{15}{300} = 0,05 \text{ mA}$$

On en déduit la dissipation de la diode Zener dans le cas le plus défavorable :

$$P_Z = 9,1 \times \left(\frac{24 - 9,1}{2,7} - 0,05\right) = 49,8 \text{ mW}$$

Une diode Zener 400 mW convient parfaitement.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

9.1.3 Coefficients de stabilisation

On trace le schéma équivalent pour les variations (*figure 9.2*).

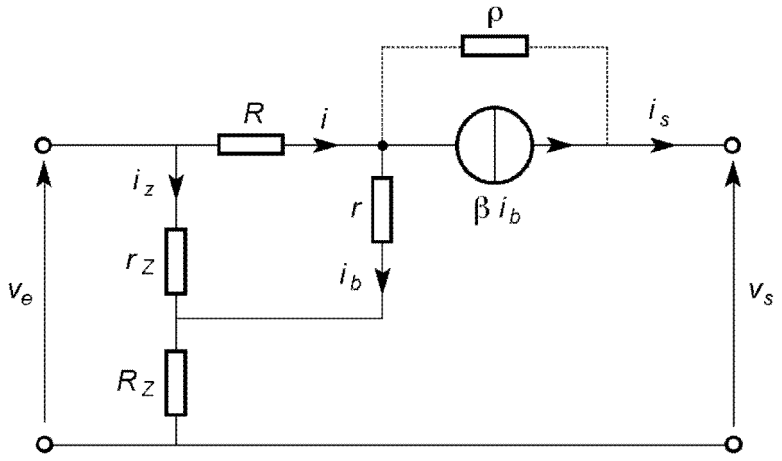


Figure 9.2 – Schéma équivalent au stabilisateur pour les variations.

Dans un premier temps, on ne considère pour le transistor que le modèle simplifié (sans la résistance ρ). On peut écrire les relations :

$$i_s = \beta i_b$$

$$i_s = i - i_b$$

$$v_e = r_Z i_z + R_Z (i_z + i_b)$$

$$r_Z i_z = Ri + r i_b$$

On en déduit :

$$i_b = \frac{i_s}{\beta}$$

$$i = \frac{\beta + 1}{\beta} i_s$$

$$i_z = \frac{1}{r_Z}\left(\frac{\beta + 1}{\beta} R + \frac{r}{\beta}\right) i_s$$

$$v_e = \frac{r_Z + R_Z}{r_Z}\left(\frac{\beta + 1}{\beta} R + \frac{r}{\beta}\right) i_s + \frac{R_Z}{\beta} i_s$$

$$i_s = \frac{v_e}{\frac{r_Z + R_Z}{r_Z}\left(\frac{\beta + 1}{\beta} R + \frac{r}{\beta}\right) + \frac{R_Z}{\beta}}$$

Le courant de sortie ne dépend que de la tension d'entrée : le circuit est donc un générateur de courant idéal. Sa conductance interne (ou coefficient de stabilisation aval) est nulle :

$$g_s = 0$$

Pour exprimer le coefficient de stabilisation amont, les ordres de grandeurs justifient certaines approximations :

$$\beta \gg 1$$

$$r_Z \ll R_Z$$

$$r \ll \beta R$$

$$r_Z \ll \beta R$$

On a alors :

$$i_s = \frac{v_e}{\frac{R_Z R}{r_Z}}$$

et donc :

$$K' = \frac{i_s}{v_e} = \frac{r_Z}{R_Z R}$$

Pour chiffrer la conductance de sortie, qui est faible, mais pas nulle, il faut décrire le transistor par un modèle plus complet prenant en compte une résistance élevée ρ entre émetteur et collecteur. Pour simplifier le calcul, on se place dans le cas particulier où la composante variable de la tension d'entrée est nulle et on applique une tension *u* en sortie (*figure 9.3*).

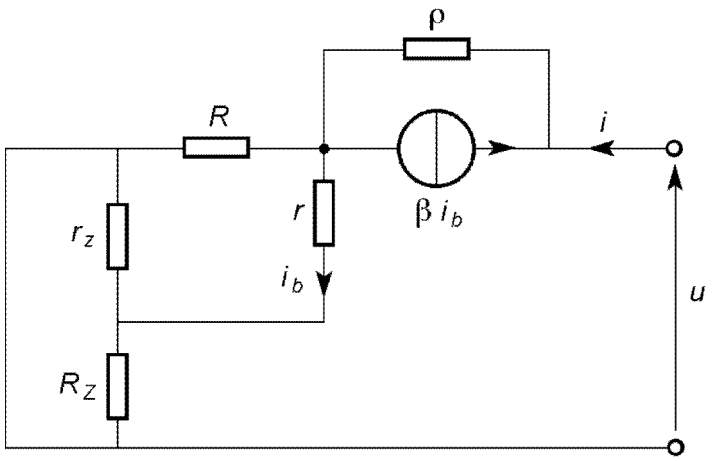


Figure 9.3 – Schéma pour le calcul de la conductance de sortie.

La conductance de sortie est alors :

$$g_s = \frac{i}{u}$$

On transforme le schéma en remplaçant le générateur de courant par un générateur de tension équivalent et en associant les résistances R_Z et r_Z en parallèle, ce qui conduit à une résistance équivalente voisine de r_Z puisque R_Z est nettement plus élevée (*figure 9.4*).

On peut alors écrire :

$$u = \beta\rho i_b + \rho i + \frac{R(r + r_Z)}{R + r + r_Z} i$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

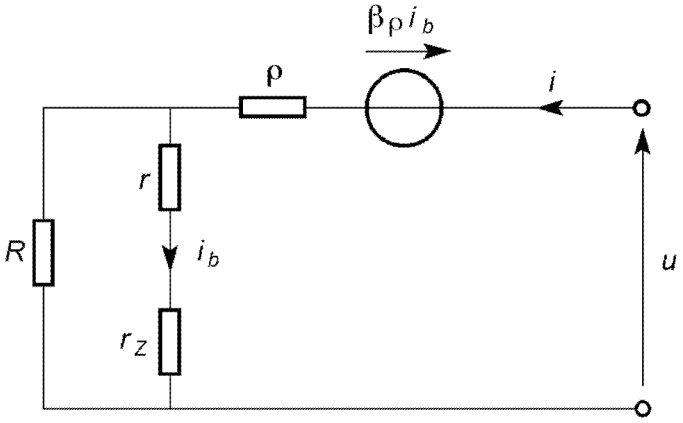


Figure 9.4 – Simplification du schéma précédent.

Comme ρ est beaucoup plus grande que les autres résistances, la formule se simplifie :

$$u \approx \beta\rho i_b + \rho i$$

Pour exprimer i_b, on utilise la formule du diviseur de courant :

$$i_b = \frac{R}{R + r + r_Z} i$$

On en déduit :

$$u = \beta\rho \frac{R}{R + r + r_Z} i + \rho i$$

Compte tenu des ordres de grandeur, l'expression se simplifie :

$$u \approx \beta\rho \frac{R}{R + r + r_Z} i$$

$$u \approx \beta\rho i$$

La conductance de sortie est donc :

$$g_s = \frac{1}{\beta\rho}$$

9.2 Régulateur de courant à amplificateur opérationnel

9.2.1 Principe

Le schéma est voisin de celui d'un régulateur de tension (*figure 9.5*).

La différence est que la tension appliquée à l'entrée – de l'amplificateur d'erreur est prélevée aux bornes d'une résistance R_M parcourue par le courant de sortie. L'amplificateur opérationnel fonctionnant en régime linéaire, les tensions

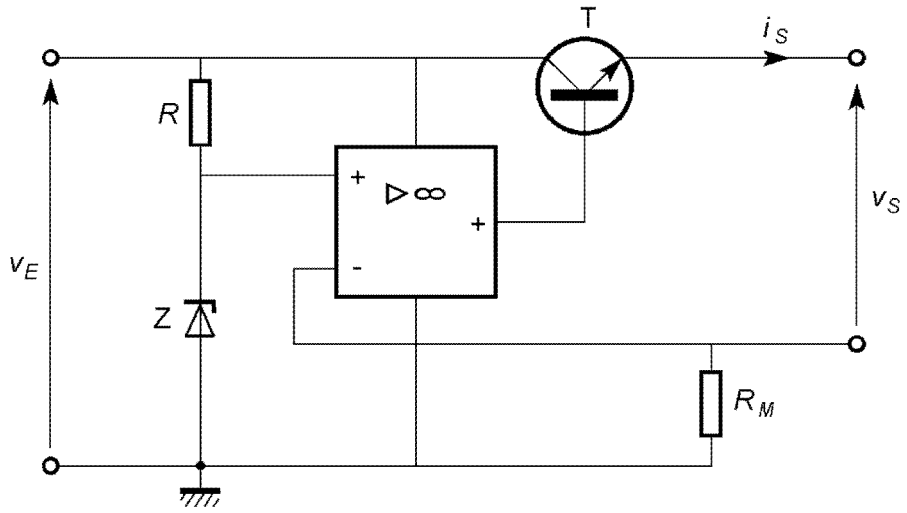


Figure 9.5 – Régulateur de courant à amplificateur opérationnel.

présentes sur ses deux entrées sont égales. On en déduit :

$$i_S = \frac{V_Z}{R_M}$$

Le montage se comporte comme un convertisseur tension/courant de puissance, l'entrée étant la source de référence V_Z. Le fonctionnement ne reste correct que si l'amplificateur opérationnel n'est pas saturé. Il en résulte une condition sur la résistance de charge. Si U est la tension de saturation, le maximum possible est :

$$R_{L\,max} = \frac{U - v_{BE} - V_Z}{i_S}$$

Avec le circuit décrit, il ne peut y avoir de point commun entre la charge et la source d'entrée (dont une borne est choisie comme masse). Il existe toutefois des variantes permettant de résoudre ce problème lorsque c'est nécessaire.

9.2.2 Coefficients de régulation

On calcule séparément K' et g_s. Pour le coefficient de régulation amont, on court-circuite la sortie du schéma pour les variations (*figure 9.6*).

On peut écrire :

$$v_{ed} = \frac{r_Z}{R + r_Z} v_e - R_M i_s$$

$$i_s = (\beta + 1)\, i_b$$

$$A v_{ed} - r i_b = R_M i_s$$

On pose :

$$a = \frac{r_Z}{R + r_Z}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

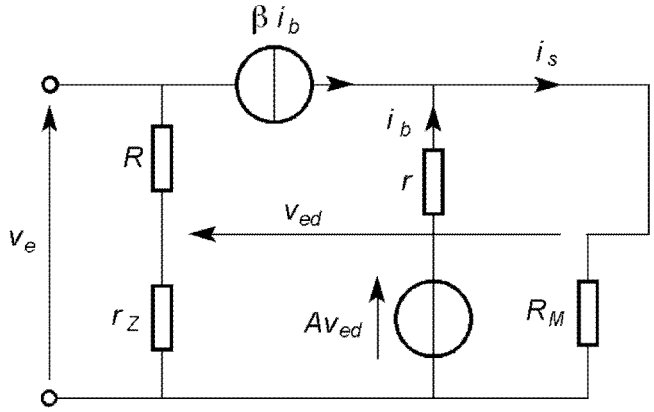


Figure 9.6 – Schéma pour le calcul de K′.

L'élimination de v_{ed} et de i_b conduit à la relation :

$$Aav_e - AR_M i_s - \frac{r}{\beta + 1} i_s = R_M i_s$$

Le coefficient de régulation amont est donc :

$$K' = \frac{i_s}{v_e} = \frac{Aa}{AR_M + \dfrac{r}{\beta + 1} + R_M}$$

Pour le calcul de la conductance de sortie, l'entrée du schéma pour les variations est court-circuitée (*figure 9.7*).

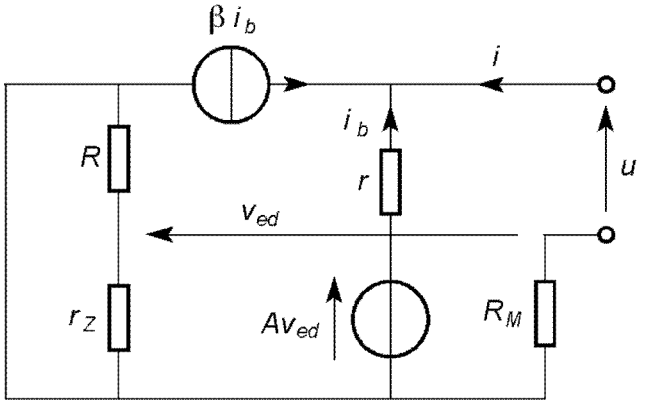


Figure 9.7 – Schéma pour le calcul de g_s.

On a :

$$v_{ed} = R_M i$$

$$i = -(\beta + 1)\, i_b$$

$$u = Av_{ed} - ri_b$$

L'élimination de v_{ed} et de i_b conduit à :

$$u = AR_M i + \frac{r}{\beta + 1} i$$

La conductance de sortie est donc :

$$g_s = \frac{i}{u} = \frac{1}{AR_M + \dfrac{r}{\beta + 1}}$$

Compte tenu des ordres de grandeur (A très élevée), les expressions obtenues se simplifient :

$$K' \approx \frac{a}{R_M} = \frac{r_Z}{(R + r_Z)\,R_M}$$

$$g_s \approx \frac{1}{AR_M}$$

9.3 Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension à trois bornes

9.3.1 Montage avec un régulateur de tension fixe

On ajoute une résistance au circuit intégré (*figure 9.8*).

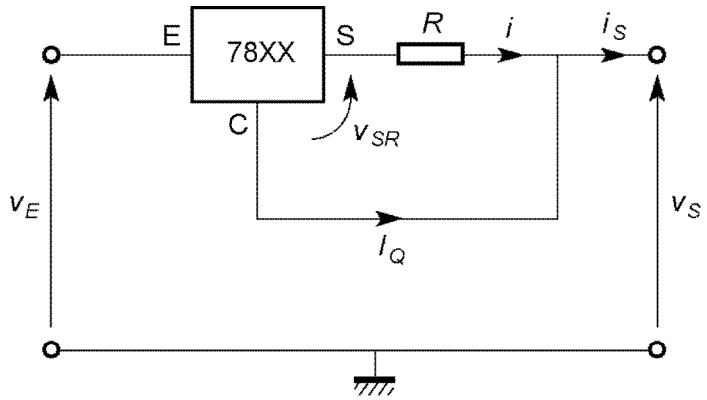


Figure 9.8 – Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension fixe.

Cette résistance voit à ses bornes la tension nominale v_{SR} du régulateur intégré. Elle est donc parcourue par un courant :

$$i = \frac{v_{SR}}{R}$$

Le courant de sortie est alors :

$$i_S = \frac{v_{SR}}{R} + I_Q$$

I_Q est l'intensité de repos du régulateur intégré. Sa valeur maximale est de 8,5 mA pour la famille 78XX. Lorsque le courant de sortie est assez élevé, on peut négliger l'influence de I_Q.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Lorsque la résistance de charge R_L est imposée, la tension minimale qui doit être appliquée à l'entrée du montage est :

$$v_{E\,min} = R_L i_S + v_{SR} + v_{D\,min}$$

v_{Dmin} est la valeur minimale de la différence entre les tensions d'entrée et de sortie nécessaire à une bonne régulation (de $2,5$ V à 3 V pour les régulateurs courants). Si au contraire on impose la tension d'entrée, la valeur maximale de la résistance de charge est :

$$R_{L\,max} = \frac{v_E - v_{SR} - v_{D\,min}}{i_S}$$

Ce circuit présente deux inconvénients. En premier lieu, la tension aux bornes de la résistance est élevée (c'est la tension nominale du régulateur intégré), ce qui conduit à une dissipation importante. D'autre part, le courant de repos n'est pas toujours négligeable. La dispersion des valeurs et la dérive de ce paramètre peuvent entraîner une erreur sur le résultat.

Exemple

On veut réaliser un régulateur de courant délivrant 1 A à une charge de 5 Ω en utilisant un régulateur intégré 7805.

Le courant de repos I_Q est tout à fait négligeable devant 1 A. La valeur à donner à la résistance est donc :

$$R = \frac{5}{1} = 5\ \Omega$$

On choisit donc une valeur normalisée $5,1\ \Omega$, 5 %. La puissance dissipée étant de $5,1$ W, on utilise une série 10 W. La tension d'entrée minimale est :

$$v_{E\,min} = 5 \times 1 + 5 + 2,5 = 12,5\ \text{V}$$

On choisit par exemple une valeur de 15 V. Dans ces conditions, le circuit intégré dissipe 5 W et il faut le munir d'un refroidisseur adéquat.

9.3.2 Montage avec un régulateur de tension réglable

Le schéma est similaire au précédent (*figure 9.9*).

Le circuit présente cependant deux avantages. La tension appliquée à la résistance est la référence V_r du régulateur. Sa valeur étant peu élevée ($1,2$ V en général), la dissipation dans la résistance est moindre. Ensuite, le courant dans la borne de réglage est très faible (de l'ordre de quelques dizaines de microampères) et l'erreur qui en résulte est négligeable. On peut donc écrire :

$$i_S = \frac{V_r}{R}$$

Il ne faut toutefois pas oublier que le fonctionnement correct d'un régulateur de tension réglable impose un minimum de courant de sortie (10 mA pour les modèles

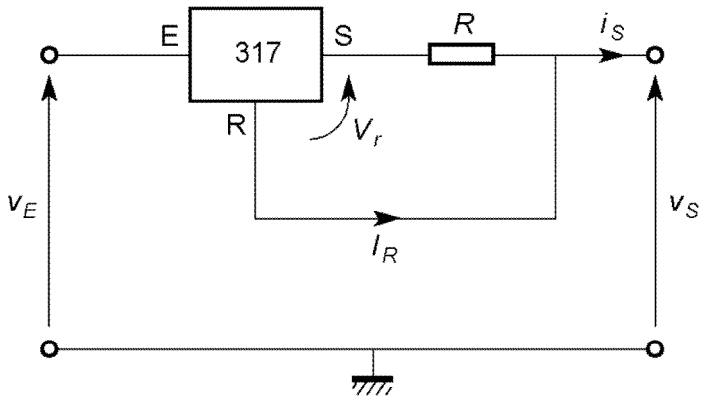


Figure 9.9 – Régulateur de courant utilisant un régulateur de tension réglable.

ordinaires). Par exemple, pour un régulateur LM317, on doit avoir :

$$10 \text{ mA} \leq i_S \leq 1,5 \text{ A}$$

soit pour la résistance :

$$0,87 \ \Omega \leq R \leq 120 \ \Omega$$

en tenant compte de la dispersion de V_r entre 1,2 V et 1,3 V.

Exemple

On reprend le cas précédent, un courant de 1 A dans une charge de 5 Ω, et on utilise un régulateur intégré LM317.

La valeur à donner à la résistance est :

$$R = \frac{1,25}{1} = 1,25 \ \Omega$$

On prend donc une valeur normalisée 1,2 Ω, 5 % ou 1,3 Ω, 5 % selon que l'on préfère avoir une erreur par défaut ou par excès. La puissance dissipée dans la résistance est alors de 1,2 W (pour le premier cas). On peut donc se contenter d'une série 2 W. On voit ici l'avantage important par rapport au régulateur de tension fixe : la résistance est moins encombrante et le rendement du montage est meilleur.

9.3.3 Réglage du courant de sortie

La résistance fixe R est remplacée par un élément variable. Pour assurer un fonctionnement correct entre deux limites, on associe une résistance fixe R′ et un potentiomètre R″ en série (*figure 9.10*).

Le courant minimal est :

$$i_{S\,min} = \frac{V_r}{R' + R''_{max}}$$

et le maximum :

$$i_{S\,max} = \frac{V_r}{R'}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

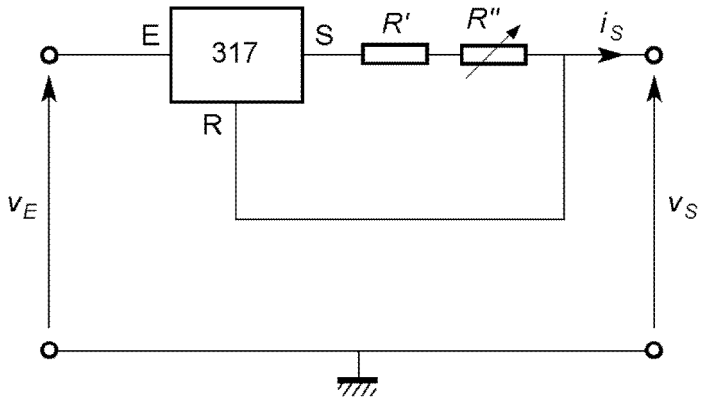


Figure 9.10 – Régulateur de courant réglable.

Il faut évidemment respecter la double inégalité donnée au paragraphe précédent pour toutes les valeurs de *R*.

Une autre solution peut être rencontrée (*figure 9.11*).

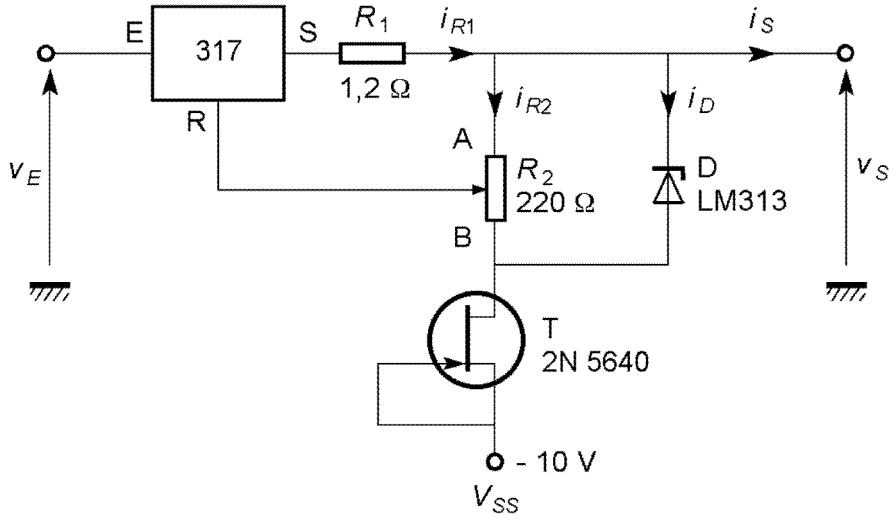


Figure 9.11 – Réglage du courant entre 0 et 1 A.

Le potentiomètre R_2 permet de faire varier l'intensité en modifiant la tension appliquée à la résistance R_1. Un circuit de référence LM313 maintient aux bornes de R_2 une tension de valeur nominale 1, 22 V, très voisine de la tension de référence du régulateur. Ainsi, lorsque le curseur du potentiomètre est en A, la tension aux bornes de la résistance est V_r et le courant qui la traverse est :

$$i_{R1} = \frac{V_r}{R_1}$$

Par contre, lorsque le curseur est en B, la tension aux bornes de R_1 est pratiquement nulle et il n'y a donc presque aucun courant de sortie. Pour les positions intermédiaires du potentiomètre, la tension appliquée à la résistance est comprise entre 0 et V_r. Le transistor à effet de champ T est monté en source de courant. La grille étant directement reliée à la source, le drain est parcouru par le courant

de saturation I_{DSS}. Ce dernier se partage entre le potentiomètre R_2 et la diode de référence D. L'ensemble est fourni par la sortie du régulateur intégré.

Pour assurer un fonctionnement correct, il faut que l'intensité de saturation du transistor soit supérieure à la valeur minimale du courant de sortie du LM317, c'est-à-dire :

$$I_{DSS} \geq 10 \text{ mA}$$

La tension de polarisation V_{SS} de la source du transistor à effet de champ doit être inférieure à $-1,25$ V. La valeur de R_2 est choisie pour assurer un partage correct du courant avec la diode de référence. La résistance R_1 impose la valeur maximale du courant de sortie :

$$R_1 = \frac{V_r}{i_{S\,max} + I_{DSS}}$$

Le choix du transistor doit aussi tenir compte de la tension maximale à laquelle il est soumis :

$$V_{DS\,max} \geq v_S - V_{SS} - V_r$$

Il est également possible de remplacer le circuit de référence LM313 par deux diodes 1N4004 en série.

Exemple

On veut faire varier le courant de sortie entre 0 et 1 A.

On a choisi un transistor à effet de champ du type 2N5640. Le courant de saturation I_{DSS} est un paramètre mal connu, la notice du composant ne précise que sa valeur minimale, 5 mA. Toutefois, on observe en général des courants d'au moins une dizaine de milliampères, ce qui est suffisant pour le fonctionnement du régulateur intégré. On impose un partage du courant assurant quelques milliampères dans la diode de référence (le fonctionnement est satisfaisant entre 0,5 mA et 20 mA).

La valeur de 220 Ω pour le potentiomètre donne dans cet élément une intensité :

$$i_{R2} = \frac{1,25}{220} = 5,7 \text{ mA}$$

La valeur du courant dans D est mal connue puisqu'elle dépend de I_{DSS}, mais elle reste dans les limites tolérées. La résistance R_1 doit valoir :

$$R_1 = \frac{1,25}{1 + 10 \times 10^{-3}} = 1,24 \ \Omega$$

La méconnaissance de la valeur exacte de I_{DSS} n'a pas de conséquence puisque ce courant est négligeable devant $i_{S\,max}$. On prend pour R_1 une valeur normalisée 1,2 Ω, 5 %. La puissance dissipée maximale est alors de 1,2 W : on choisit donc la résistance dans une série 2 W. La tension négative de polarisation est fixée à -10 V. Le transistor à effet de champ supportant une tension maximale de 30 V,

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

on en déduit la limite pour la tension de sortie (qui impose une condition sur la résistance de charge) :

$$v_S \leq 30 - 10 + 1,25$$

$$v_S \leq 21,2 \text{ V}$$

9.3.4 Montage avec un régulateur de tension et de courant réglable

Le circuit intégré L200 se prête aussi bien à la réalisation de régulateurs de courant qu'à celle de régulateurs de tension (*figure 9.12*).

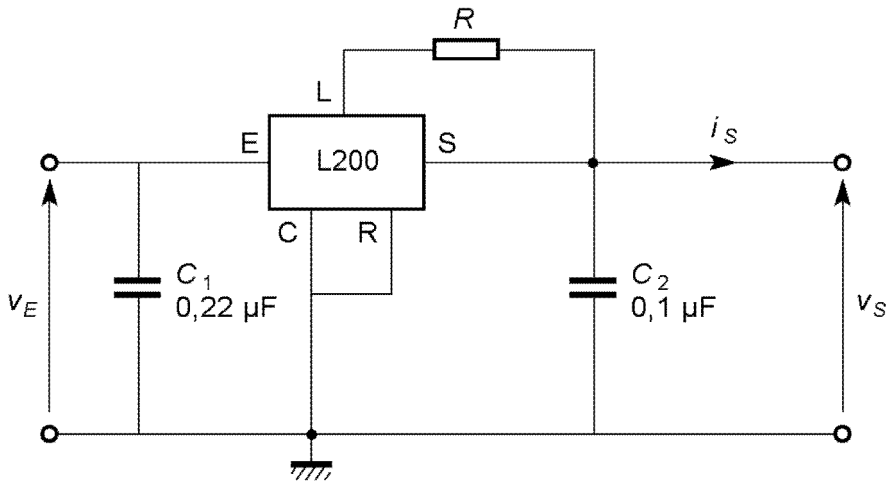


Figure 9.12 – Régulateur de courant avec un circuit intégré L200.

Le courant de sortie est fixé par la résistance R suivant la formule :

$$i_S = \frac{V_l}{R}$$

La valeur typique de V_ℓ est 0,45 V. La tension de sortie est limitée par la chute de tension minimale v_{Dmin} du circuit intégré :

$$v_S \leq v_E - v_{D\,min}$$

On en déduit la résistance de charge maximale :

$$R_{L\,max} = \frac{v_E - v_{D\,min}}{i_S}$$

v_{Dmin} vaut 2,5 V pour ce circuit intégré.

9.4 Régulateur de tension et de courant

9.4.1 Principe

Dans les alimentations de laboratoire, on cherche souvent à avoir une caractéristique rectangulaire (*figure 9.13*).

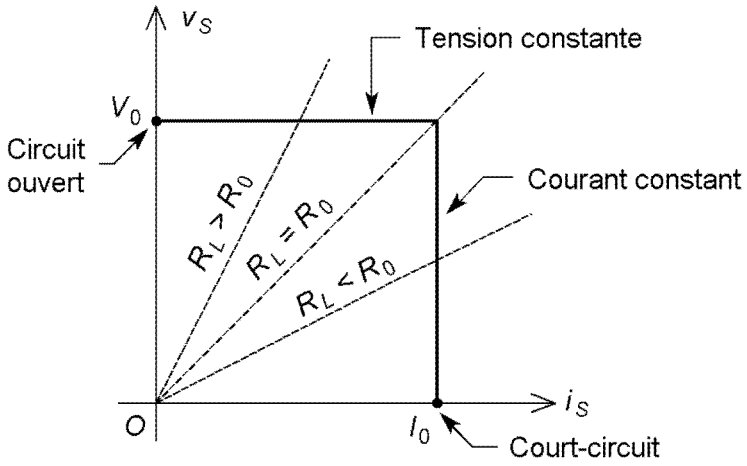


Figure 9.13 – Caractéristique d'un régulateur de tension et de courant.

On dispose ainsi soit d'un régulateur de tension avec limitation de courant, soit d'un régulateur de courant avec limitation de tension. Pour un réglage donné de la tension V_0 et de l'intensité I_0, le point de fonctionnement dépend de la charge.

En circuit ouvert, la tension est V_0. Avec une résistance de charge élevée, la tension reste égale à V_0. Lorsque l'on diminue la résistance, le courant augmente et on arrive à la valeur I_0, qui provoque le basculement en régulateur de courant. Si l'on continue à faire décroître la résistance, l'intensité reste égale à I_0 et la tension diminue. On peut ainsi aller jusqu'au point de court-circuit. La valeur limite R_0 de la résistance de charge est appelée « résistance critique ».

9.4.2 Montage utilisant deux régulateurs intégrés

Un régulateur de courant et un régulateur de tension sont placés en cascade (*figure 9.14*).

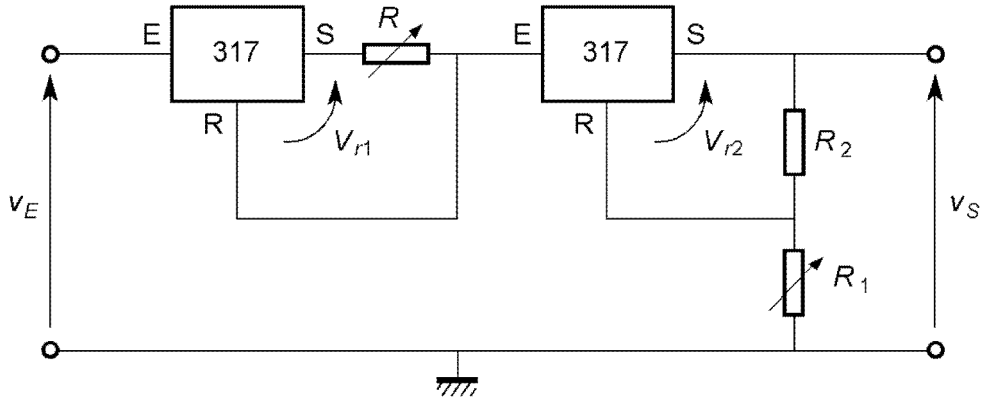


Figure 9.14 – Régulateur de tension et de courant.

La tension de sortie (en fonctionnement tension constante) est :

$$v_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) V_{r2}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le courant de sortie (en fonctionnement courant constant) est :

$$i_S = \frac{V_{r1}}{R}$$

Lorsque l'on veut obtenir un réglage de la tension à partir de 0, il faut disposer d'une alimentation auxiliaire négative (*figure 9.15*).

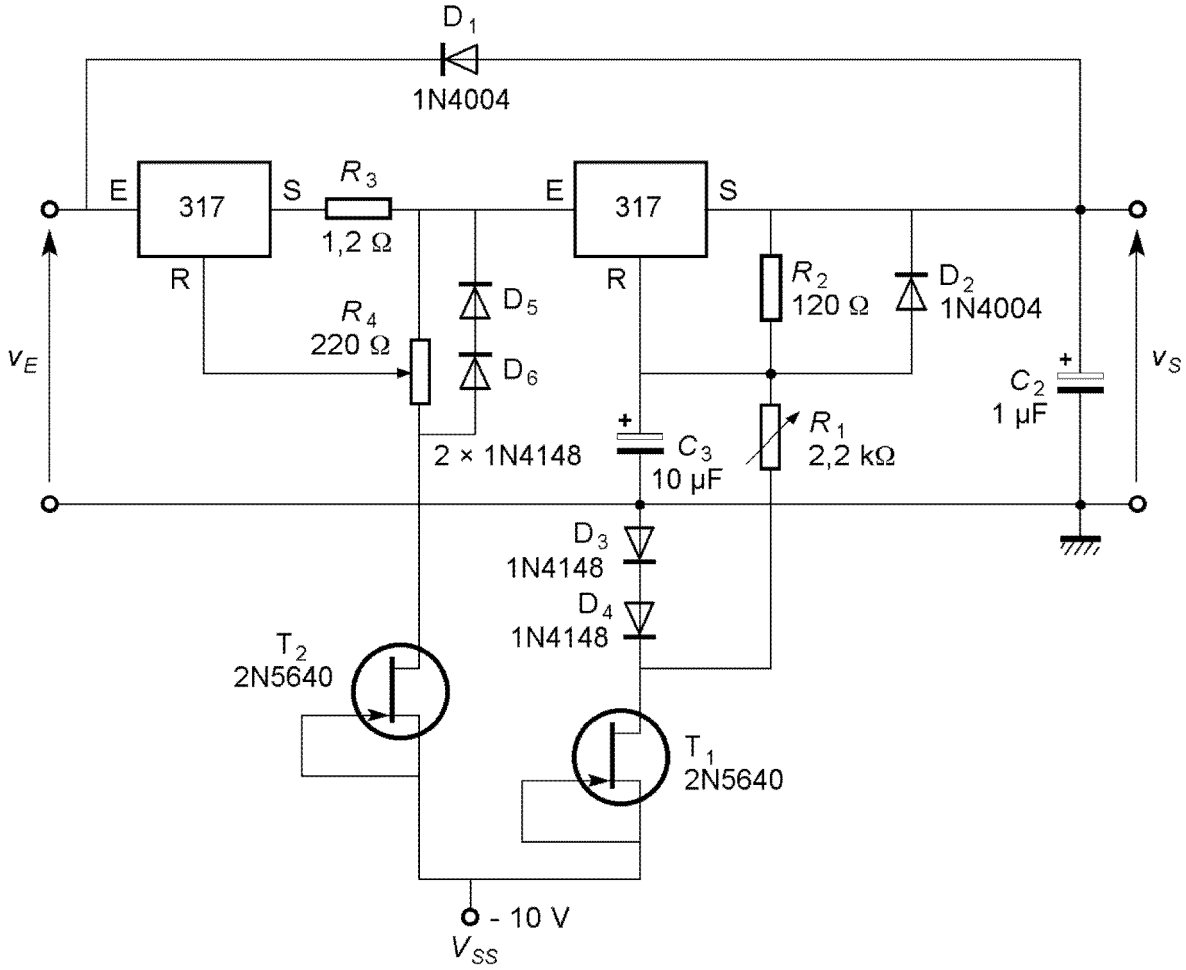


Figure 9.15 – Régulateur de tension et de courant réglable à partir de 0.

On a associé un régulateur de courant et un régulateur de tension déjà décrits, mais avec quelques petites modifications. La diode de référence LM313 a été remplacée par deux diodes 1N4148 en série. On a ajouté au régulateur de tension les condensateurs C_2 et C_3. Le rôle du premier de ces éléments est d'améliorer la réponse transitoire du circuit et le rôle du second est d'augmenter le rejet de l'ondulation. La diode D_2 protège le régulateur intégré contre la décharge de C_3 et la diode D_1 protège l'ensemble en cas de court-circuit à l'entrée. Enfin, on a remplacé la résistance associée aux deux diodes du régulateur de tension par une source de courant utilisant un transistor à effet de champ.

Les principales performances du circuit sont celles des deux montages qui le composent. La tension de sortie est réglable entre 0 et 22,9 V environ tandis que le

courant est variable entre 0 et 1 A environ. La principale différence est que la tension d'entrée doit être plus élevée pour compenser les chutes de tension dues aux deux régulateurs. On doit en effet avoir au moins :

$$v_{E\,min} = v_{S\,max} + v_{D\,min\,2} + R_3 i_{S\,max} + v_{D\,min\,1}$$

soit :

$$v_{E\,min} = 22,9 + 2,5 + 1,2 \times 1 + 2,5 = 29,1 \text{ V}$$

On choisit par exemple une tension d'entrée de 32 V.

9.4.3 Montage avec un régulateur de tension et de courant réglable

Le circuit intégré L200 réalise très simplement la fonction souhaitée. Le schéma de base a déjà été donné au chapitre 6. Le courant peut être réglé par la résistance R_ℓ et la tension par la résistance R_2. Outre la simplicité, ce montage a l'avantage d'exiger une chute de tension plus faible que les précédents puisqu'il y a un seul régulateur intégré :

$$v_{E\,min} = v_{S\,max} + v_{D\,min}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 10

PROTECTION ET SURVEILLANCE DES ALIMENTATIONS

Les alimentations sont le plus souvent munies d'un certain nombre de protections permettant d'éviter ou de limiter les conséquences d'un défaut de fonctionnement.

10.1 Protections contre les surintensités

Il est en général nécessaire de protéger l'alimentation en cas de surcharge (courant de sortie trop important) ou de court-circuit entre les bornes d'utilisation.

10.1.1 Fusible

Un fusible est un conducteur de dimensions et de composition bien déterminées qui est destiné à couper le circuit en fondant lorsque l'intensité qui le traverse atteint un certain seuil. Ce dispositif est nécessaire dans toute alimentation pour limiter les conséquences d'un défaut grave.

On le place systématiquement dans une des liaisons de l'alimentation avec le secteur, c'est-à-dire, pour une alimentation classique, en série avec le primaire du transformateur. On peut également placer un fusible dans une des liaisons de sortie, c'est-à-dire en série avec la charge.

Le calibre de ce fusible doit être choisi de telle façon qu'il permette le passage du courant normal dans tous les cas de fonctionnement possibles pour l'appareil. La rapidité doit être suffisante pour éviter des destructions d'éléments en cas de défaut. Malheureusement, ces deux contraintes sont difficiles à respecter.

En effet, l'alimentation appelle une pointe de courant importante en régime transitoire (principalement à la mise sous tension, mais également en cas de variation brusque de la charge). Si le fusible est trop rapide, il risque de fondre à la mise en service de l'appareil. Par contre, si sa rapidité n'est pas suffisante, les composants à semi-conducteur sont détruits en cas de court-circuit : c'est ce qui se passe en réalité en l'absence d'autre type de protection. De même, si l'écart entre l'intensité

maximale autorisée et le calibre du fusible est important, les composants peuvent être endommagés lors d'une surcharge prolongée.

Il résulte de ce qui précède que, si l'usage du fusible est nécessaire, il n'est jamais suffisant pour une alimentation continue. Il faut obligatoirement faire appel à des circuits de protection électroniques.

10.1.2 Protection par limitation de courant

On évite les destructions en limitant l'intensité dans le régulateur. Dans le cas d'un régulateur (ou d'un stabilisateur) parallèle, le courant est limité par principe. En effet, en cas de court-circuit en sortie, on a :

$$i = \frac{v_E}{R}$$

Il faut cependant que la résistance supporte la puissance dissipée correspondante :

$$P_{max} = \frac{v_E^2}{R}$$

En ce qui concerne le régulateur série, le courant n'est pas limité par principe et il faut obligatoirement prévoir un circuit supplémentaire de limitation. Les circuits intégrés comportent systématiquement cette protection. L'utilisateur n'a à se soucier de ce problème que si le montage est réalisé à partir d'éléments séparés ou si un transistor externe est ajouté au régulateur intégré.

Deux possibilités existent pour la limitation : maintien d'un courant constant ou délestage (rabattement de la caractéristique). Les circuits correspondants sont décrits aux paragraphes suivants.

Il va de soi que le problème ne se pose pas pour les alimentations à régulateur de tension et de courant (voir chapitre 9). Pour les alimentations utilisant un régulateur à découpage, la limitation se fait par action au niveau du générateur de commande. L'utilisateur doit simplement prévoir la résistance de détection à associer au circuit intégré (voir chapitre 8).

10.1.3 Limiteur à courant constant

Une petite résistance R_l permet de détecter le courant (*figure 10.1*).

Lorsque la tension aux bornes de R_l atteint le seuil de conduction du transistor T_l, celui-ci dérive une partie du courant de base du transistor principal T. Le courant de sortie est alors égal à :

$$I_l = \frac{V_{BEl}}{R_l}$$

V_{BEl} est la tension base-émetteur du transistor T_l : elle reste de l'ordre de 0,6 à 0,7 V. On peut alors tracer la caractéristique (*figure 10.2*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

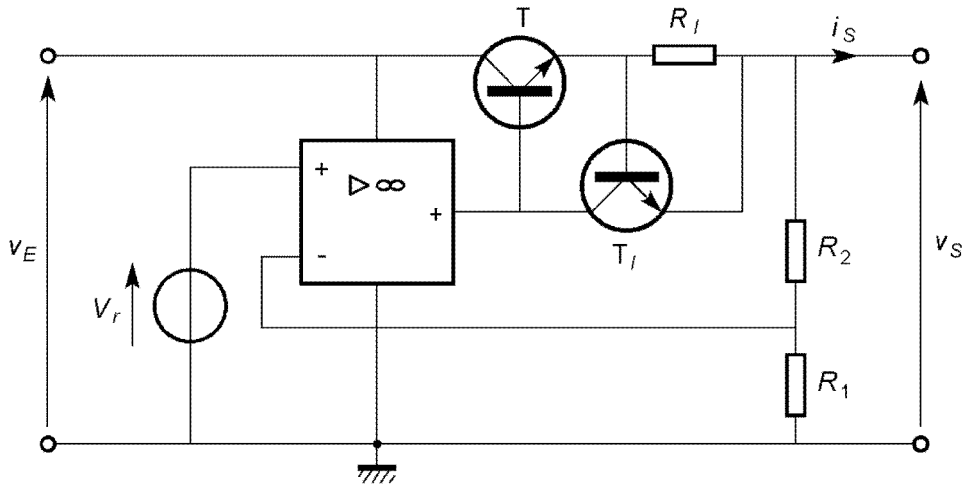


Figure 10.1 – Limiteur à courant constant.

Par exemple, complétons l'étude menée à la section 6.1.7 « Choix des composants ». Le courant maximal dans la charge étant de 100 mA, il faut fixer la limitation un peu au-delà. La valeur limite de R_l est, en estimant la tension de déblocage du transistor à 0,6 V :

$$R_l = \frac{0,6}{0,1} = 6\ \Omega$$

On choisit une résistance normalisée de valeur inférieure, par exemple $4,7\ \Omega$. Le courant constant vaut à peu près, en estimant la tension base-émetteur du transistor en conduction normale à 0,65 V :

$$I_l = \frac{0,65}{4,7} = 0,138\ \text{A}$$

Cette valeur permet d'assurer la sécurité du transistor 2N1711.

On retrouve ce principe dans un certain nombre de circuits déjà étudiés. Ainsi, le circuit intégré 723 comprend un transistor prévu pour la limitation : sa base et son émetteur sont disponibles (bornes LC et DC). L'utilisateur doit simplement ajouter la résistance R_l entre ces deux connexions. On exploite cette possibilité dans les

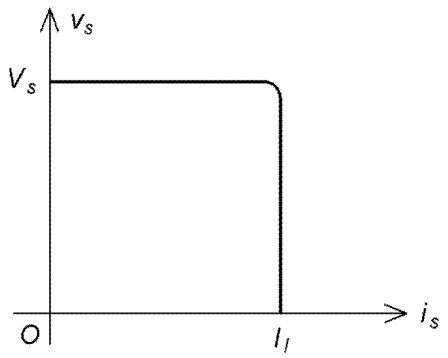


Figure 10.2 – Caractéristique du limiteur à courant constant.

montages de base ou dans les structures avec transistor externe. Cette solution a également été retenue dans les associations régulateur à trois bornes et transistor de puissance. On a toutefois utilisé un transistor PNP avec le régulateur positif et un transistor NPN avec le régulateur négatif.

10.1.4 Limiteur par délestage

La solution précédente a un inconvénient important. En cas de court-circuit, le régulateur est soumis à la totalité de la tension d'entrée et le courant est maximal. Cela provoque une dissipation de puissance élevée. Le transistor principal du régulateur doit être dimensionné pour accepter cette contrainte. Le dissipateur thermique qui lui est associé a alors une taille importante. Il en résulte une augmentation du prix, du volume et de la masse de l'alimentation.

Ce qui est tolérable dans une alimentation de laboratoire devient un inconvénient majeur dans une alimentation d'équipement. On utilise alors le plus souvent une autre solution : le délestage, ou rabattement de la caractéristique (*foldback current limiting*). Il s'agit de réduire considérablement le courant en cas de court-circuit (*figure 10.3*).

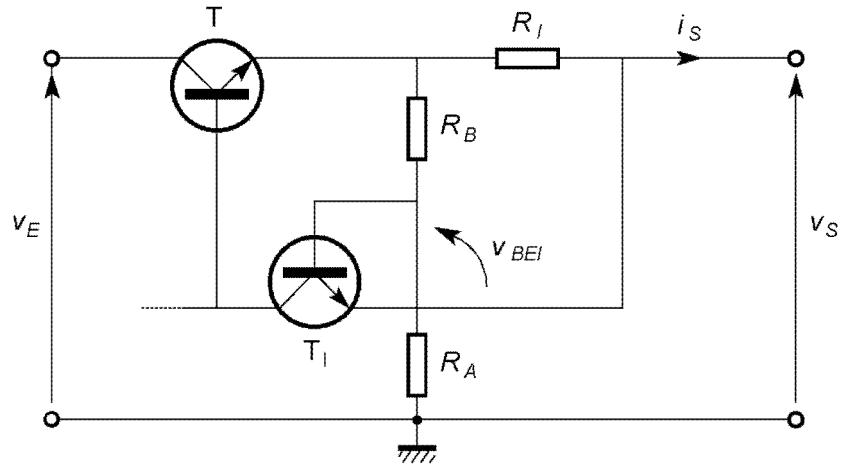


Figure 10.3 – Limiteur par délestage.

La tension base émetteur du transistor T_l est :

$$v_{BEl} = R_l i_S - \frac{R_B}{R_A + R_B}(v_S + R_l i_S)$$

soit :

$$v_{BEl} = R_l \frac{R_A}{R_A + R_B} i_S - \frac{R_B}{R_A + R_B} v_S$$

Lorsque le régulateur est à vide, v_{BEl} est négatif et le transistor T_l est bloqué. Quand on augmente progressivement le courant dans la charge, le transistor reste bloqué jusqu'à ce que la tension base-émetteur atteigne le seuil de conduction V_{BEl} (de l'ordre de 0,6 V). Cela correspond à une intensité limite :

$$I_l = \frac{R_A + R_B}{R_A} \frac{V_{BEl}}{R_l} + \frac{R_B}{R_A} \frac{v_S}{R_l}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le transistor T_1 dérive une partie du courant de base du transistor T. Si l'on diminue encore la résistance de charge, la tension de sortie v_S diminue. Les potentiels de la base et de l'émetteur vont décroître tous les deux, mais pour le premier, la diminution est moindre à cause du diviseur résistif.

Il en résulte que v_{BEl} augmente et que T_1 devient plus conducteur. Le transistor principal laisse donc passer de moins en moins de courant. Lorsque l'on arrive au court-circuit ($v_S = 0$), le courant de sortie a une valeur I_C telle que :

$$v_{BEl} = R_l \frac{R_A}{R_A + R_B} I_C$$

v_{BEl} est la tension base-émetteur d'un petit transistor en conduction normale : elle reste de l'ordre de 0,7 V. On en déduit :

$$I_C = \frac{R_A + R_B}{R_A} \frac{v_{BEl}}{R_l}$$

On peut tracer l'allure de la caractéristique de sortie (*figure 10.4*).

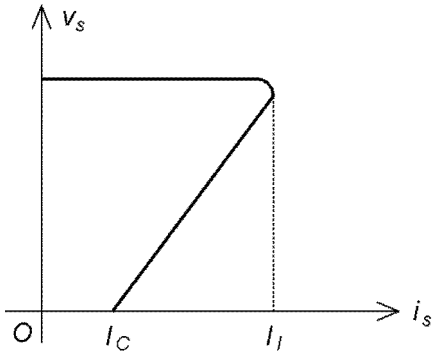


Figure 10.4 – Caractéristique du limiteur par délestage.

En estimant que la tension v_{BEl} reste constante du déblocage à la pleine conduction, on peut établir deux formules permettant le choix des résistances à partir des expressions de I_l et de I_C :

$$R_l = \frac{\dfrac{v_S}{I_C}}{1 + \dfrac{v_S}{v_{BEl}} - \dfrac{I_l}{I_C}}$$

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{v_{BEl}}{R_l I_C}$$

La puissance dissipée maximale est la plus grande des deux valeurs suivantes :

– pour le courant limite :

$$P_l = (v_E - v_S) I_l$$

– en court-circuit :

$$P_C = v_E I_C$$

On peut appliquer le principe qui vient d'être étudié aux régulateurs réalisés à partir d'un circuit intégré du type 723 (*figure 10.5*).

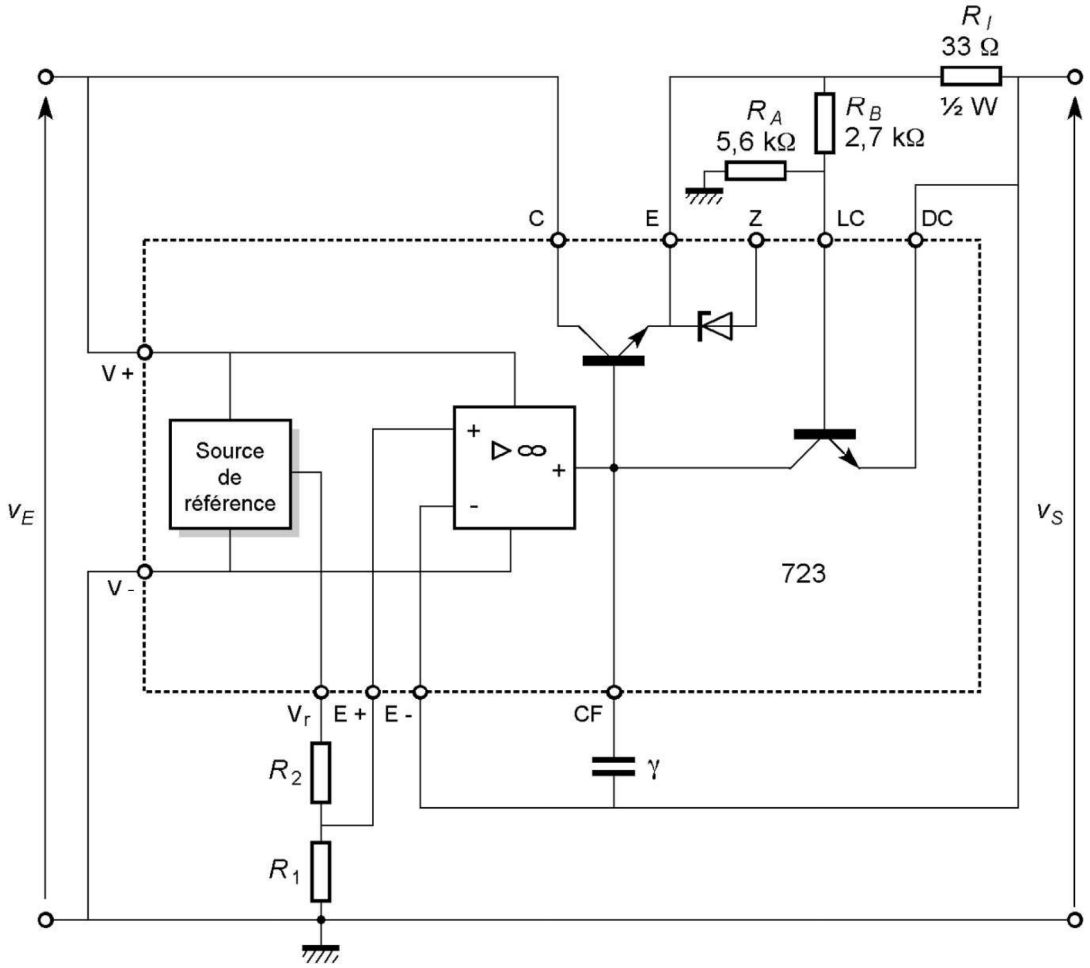


Figure 10.5 – Régulateur 723 avec limiteur par délestage.

Exemple

On veut réaliser un circuit de protection pour un régulateur délivrant 5 V à partir d'une source de 9 V. L'intensité limite doit être de 100 mA et le courant de court-circuit de l'ordre de 30 mA. On calcule tout d'abord :

$$R_l = \frac{\dfrac{5}{30 \times 10^{-3}}}{1 + \dfrac{5}{0,65} - \dfrac{100}{30}} = 31,1\ \Omega$$

On choisit une valeur normalisée de 33 Ω. On peut ensuite déterminer le rapport des résistances du pont :

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{0,65}{33 \times 30 \times 10^{-3}} = 0,657$$

On choisit par exemple $5,6$ kΩ pour R_A et $2,7$ kΩ pour R_B, ce qui donne :

$$\frac{R_A}{R_A + R_B} = \frac{5,6}{5,6 + 2,7} = 0,675$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On peut recalculer les valeurs réelles des courants :

$$I_C = \frac{5,6 + 2,7}{5,6}\frac{0,65}{33} = 29,2 \text{ mA} \qquad I_l = \frac{5,6 + 2,7}{5,6}\frac{0,65}{33} + \frac{2,7}{5,6}\frac{5}{33} = 102 \text{ mA}$$

Les résultats sont bien conformes à nos attentes. Il reste à vérifier la dissipation du régulateur :

$$P_l = (9 - 5) \times 102 = 408 \text{ mW} \qquad P_C = 9 \times 29,2 = 263 \text{ mW}$$

Un circuit intégré 723 peut parfaitement supporter cette puissance sans refroidisseur. Pour les résistances, des modèles 0,25 W conviennent pour R_A et R_B, mais il faut 0,5 W pour R_l puisque la puissance maximale dans cet élément vaut :

$$P_{max} = 33 \times 0,102^2 = 0,34 \text{ W}$$

La méthode peut également s'appliquer pour l'association régulateur à trois bornes et transistor (*figure 10.6*).

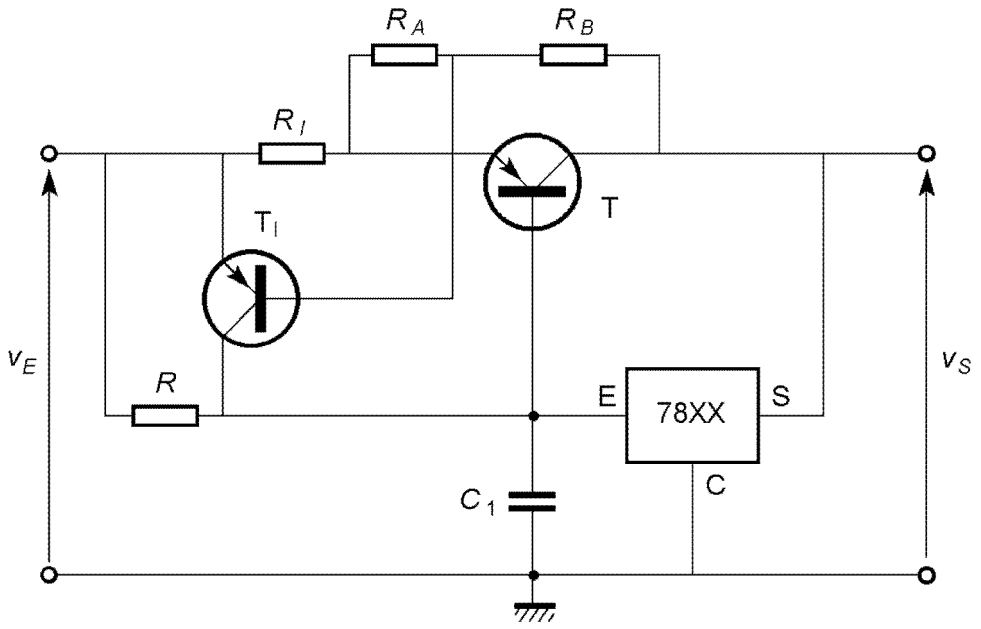


Figure 10.6 – Association régulateur à trois bornes-transistor avec limiteur par délestage.

10.2 Protections contre les surtensions

Il s'agit dans ce cas de protéger la charge en cas de défaillance de l'alimentation ou de fausse manœuvre. C'est important pour beaucoup de dispositifs dont les circuits intégrés pourraient être détruits par une augmentation de tension significative.

10.2.1 Principe

On détecte la surtension éventuelle par comparaison avec une référence et on court-circuite la charge par un thyristor en cas de défaut (*figure 10.7*).

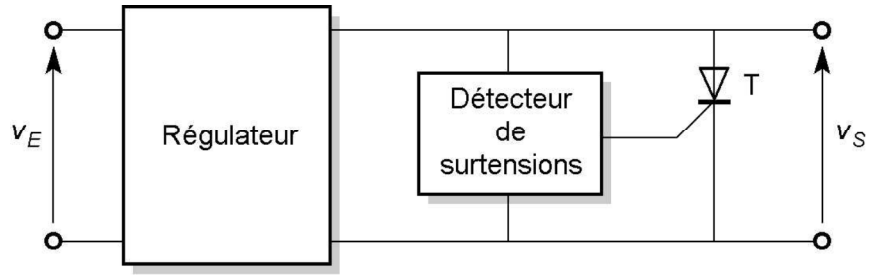


Figure 10.7 – Principe du limiteur de tension.

Pendant la conduction du thyristor, le courant est imposé par le circuit de limitation d'intensité du régulateur. En cas d'absence d'un tel dispositif, on ajoute un fusible rapide dans la liaison de sortie du régulateur (*figure 10.8*).

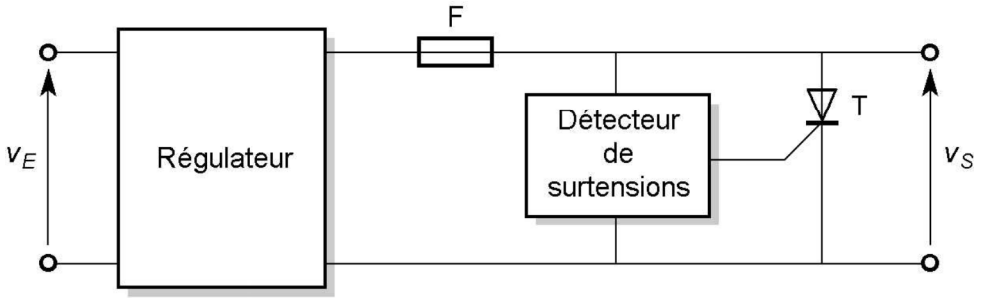


Figure 10.8 – Fusible nécessaire si le régulateur n'est pas limité en courant.

Une autre possibilité consiste à placer le thyristor de court-circuit à l'entrée du régulateur (*figure 10.9*).

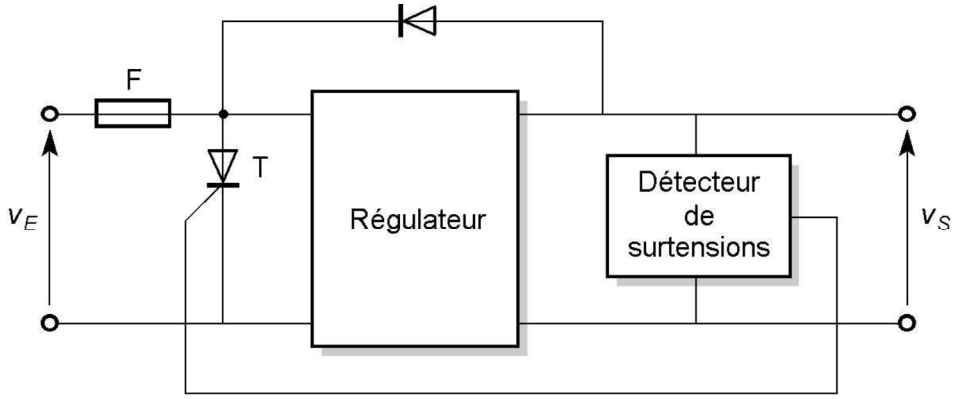


Figure 10.9 – Autre solution : thyristor placé à l'entrée du régulateur.

Cette structure a l'avantage de déconnecter le régulateur en cas de défaut. Si l'intensité de court-circuit n'est pas suffisamment limitée par la résistance des liaisons et surtout par celle du fusible (non négligeable pour des éléments rapides), on peut ajouter une résistance de faible valeur en série avec le thyristor. Le dispositif est souvent connu sous son appellation anglaise de *crowbar*.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

10.2.2 Détecteur à diode Zener

C'est le montage le plus simple (*figure 10.10*).

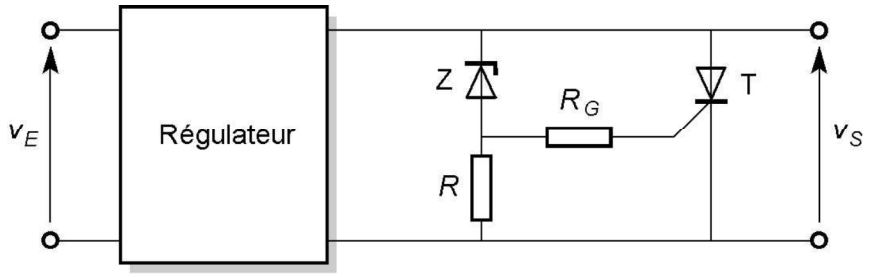


Figure 10.10 – Détecteur à diode Zener.

La diode Zener doit avoir une tension nominale égale ou légèrement supérieure à la tension de sortie du régulateur. En fonctionnement normal, la diode Zener est bloquée, aucun courant ne traverse donc la résistance R et la tension à ses bornes est nulle. Le thyristor est alors bloqué. En cas de surtension, la diode Zener devient passante et le courant qui traverse R développe une tension qui permet l'amorçage du thyristor dès que le seuil de déclenchement est atteint. La charge est alors court-circuitée. Ce montage n'a que des performances médiocres. Il est peu sensible, ne permet pas d'ajustage précis du seuil de déclenchement et n'offre pas de bonnes conditions de commande pour le thyristor.

10.2.3 Détecteur à diode Zener et amplificateur opérationnel

On améliore la sensibilité du dispositif et on facilite le réglage en ajoutant un amplificateur opérationnel (*figure 10.11*).

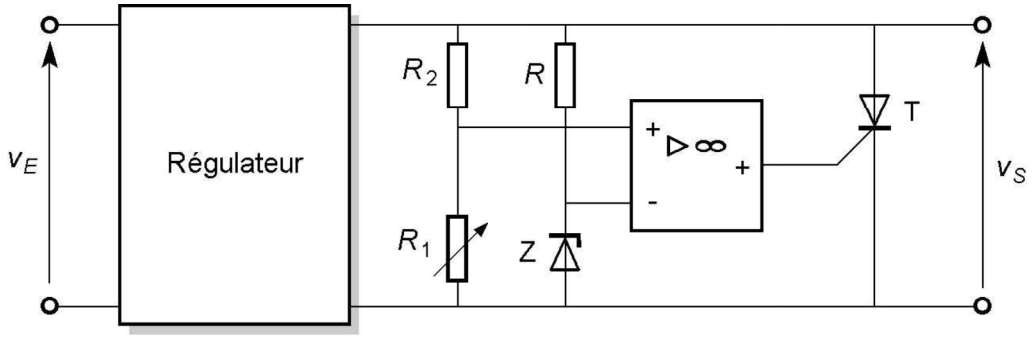


Figure 10.11 – Détecteur à diode Zener et amplificateur opérationnel.

Le thyristor s'amorce lorsque v_S atteint :

$$v_{SI} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_Z$$

On ajuste le potentiomètre pour fixer le seuil un peu au-dessus de la tension nominale de l'alimentation (de 0,5 à 2 V de plus). Il est également possible d'utiliser un circuit intégré 723 qui comprend tous les éléments nécessaires à la détection de surtension (*figure 10.12*).

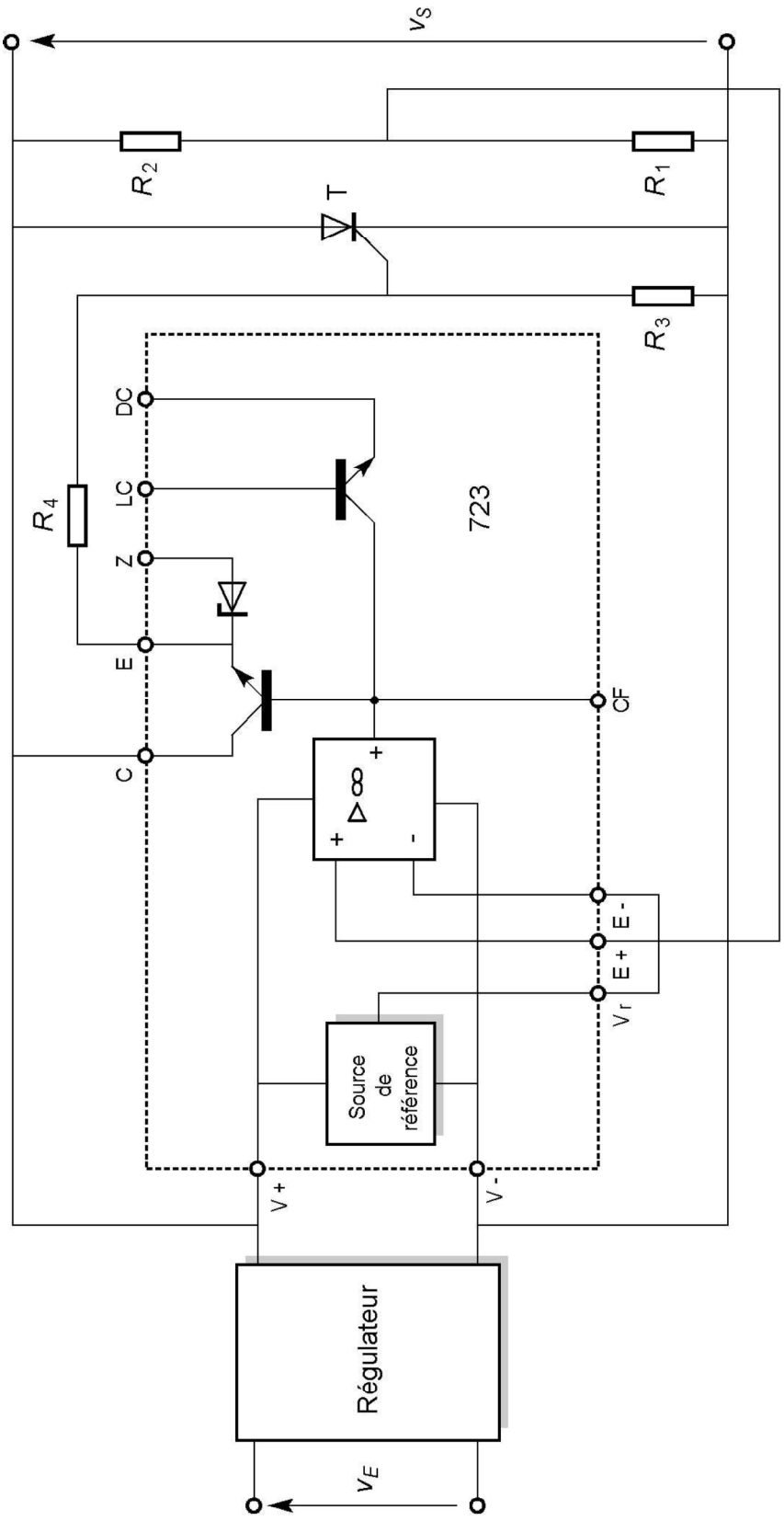


Figure 10.12 – Détecteur utilisant un circuit intégré 723.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

10.2.4 Circuit intégré spécialisé

Il existe quelques circuits spécifiques détecteurs de surtension. On peut citer en particulier le MC3423 de ON Semiconductor(*figure 10.13*).

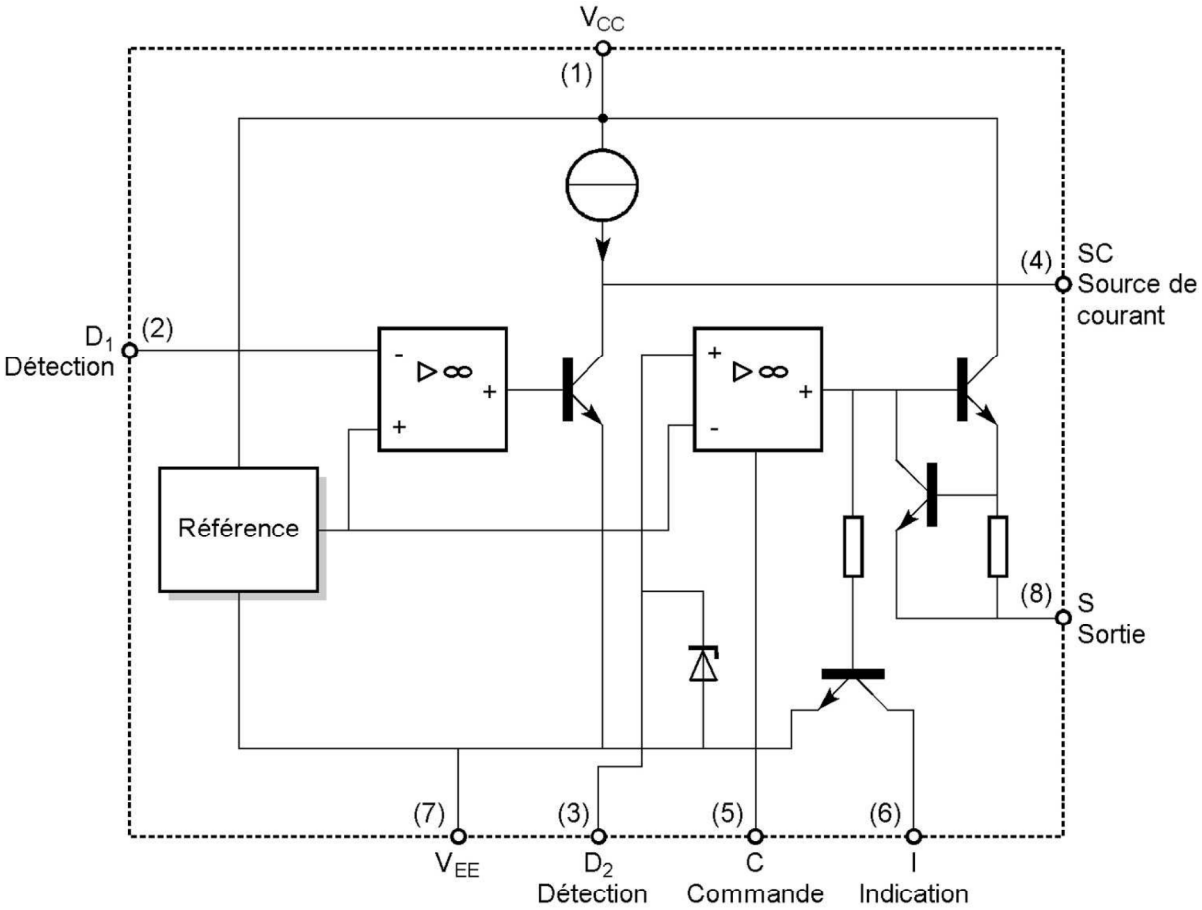


Figure 10.13 – Schéma fonctionnel du circuit intégré MC3423.

Il comporte une source de référence de 2,6 V, deux comparateurs et une sortie à fort courant. Une sortie d'indication (collecteur ouvert) signale l'action de la protection et une entrée de commande permet de déclencher le fonctionnement par un niveau haut TTL ou CMOS 5 V.

Une source de courant commandée par l'un des comparateurs peut être utilisée avec un condensateur externe pour fixer une durée minimale de surtension nécessaire au déclenchement de la protection. Dans la configuration de base du circuit (*figure 10.14*), le seuil de déclenchement est :

$$v_{Sl} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) V_r$$

La tension d'alimentation $V_{CC} - V_{EE}$ peut être comprise entre 4,5 et 36 V. La résistance R_G n'est pas indispensable pour une tension inférieure à 11 V. Au-delà, il faut lui donner une valeur minimale (*figure 10.15*).

Pour réaliser un déclenchement après une certaine durée de surtension, on ajoute un condensateur au montage (*figure 10.16*).

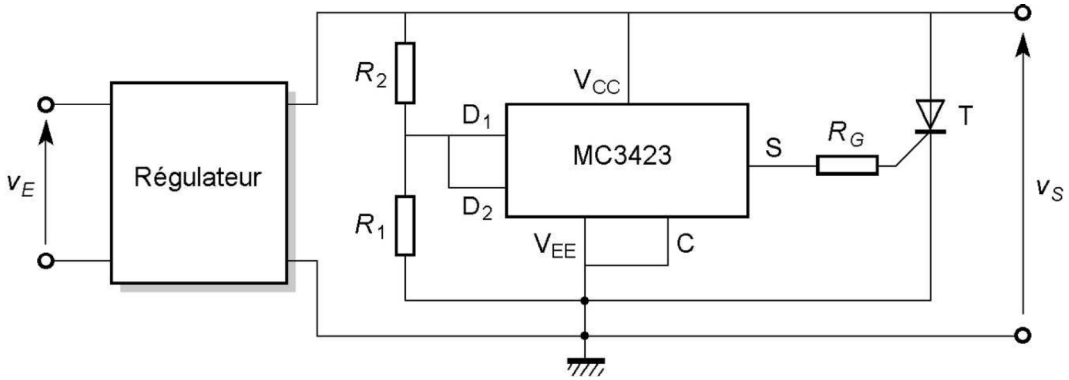


Figure 10.14 – Application de base du MC3423.

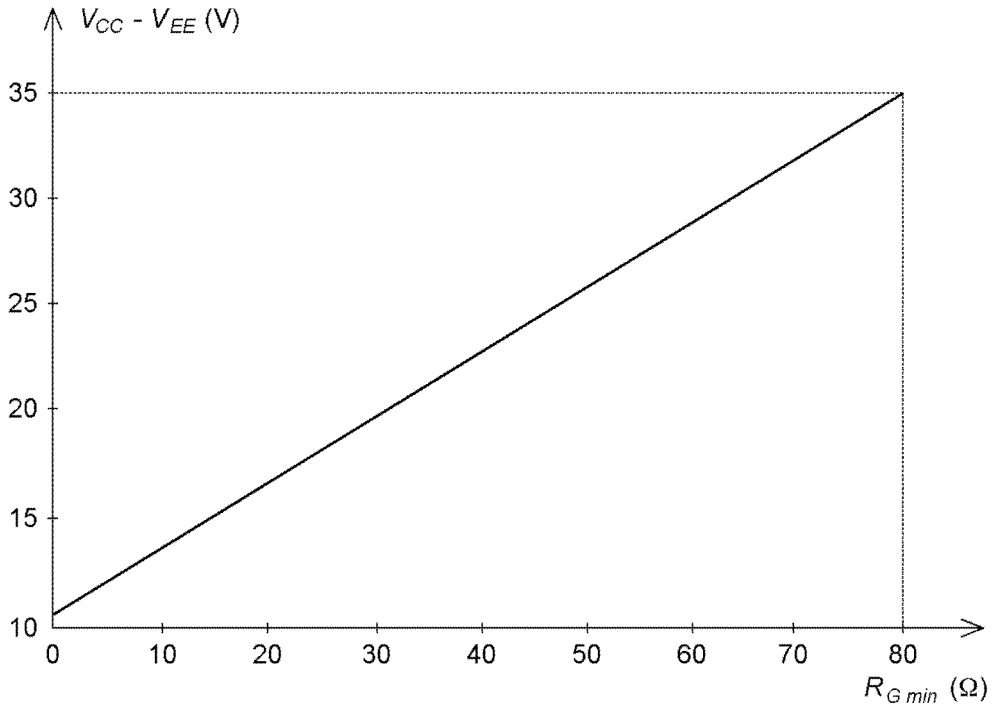


Figure 10.15 – Courbe permettant le choix de la résistance minimale de gâchette.

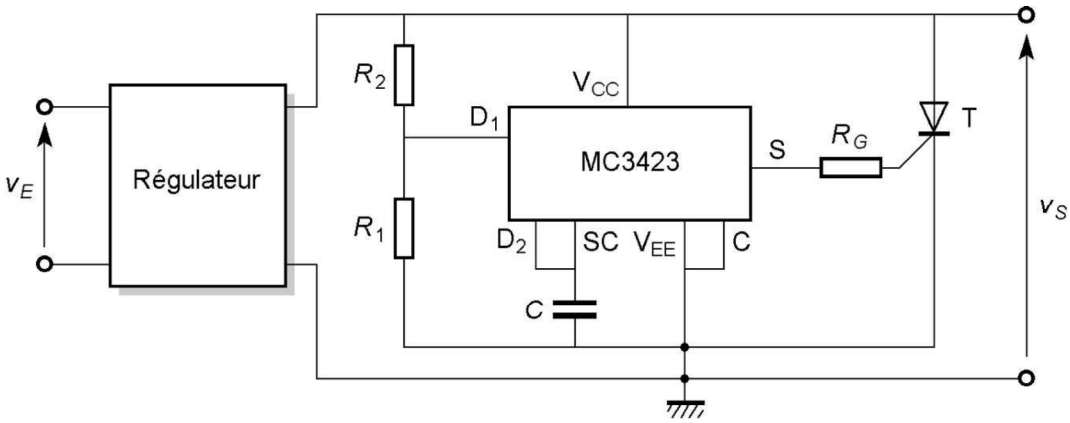


Figure 10.16 – Retard de déclenchement.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Lorsque la tension dépasse le seuil, la source de courant interne commence à charger le condensateur C. La valeur typique de l'intensité est 0,2 mA.

Lorsque la tension aux bornes du condensateur atteint le potentiel de référence, la sortie est activée.

La durée minimale de surtension conduisant à un déclenchement est :

$$t_r = \frac{CV_r}{I}$$

On en déduit la valeur à donner à C :

$$C = \frac{It_r}{V_r}$$

Exemple

On souhaite doter un régulateur 15 V d'un dispositif de limitation de tension. On choisit de déconnecter l'ensemble du régulateur et de la charge en cas de problème (*figure 10.17*).

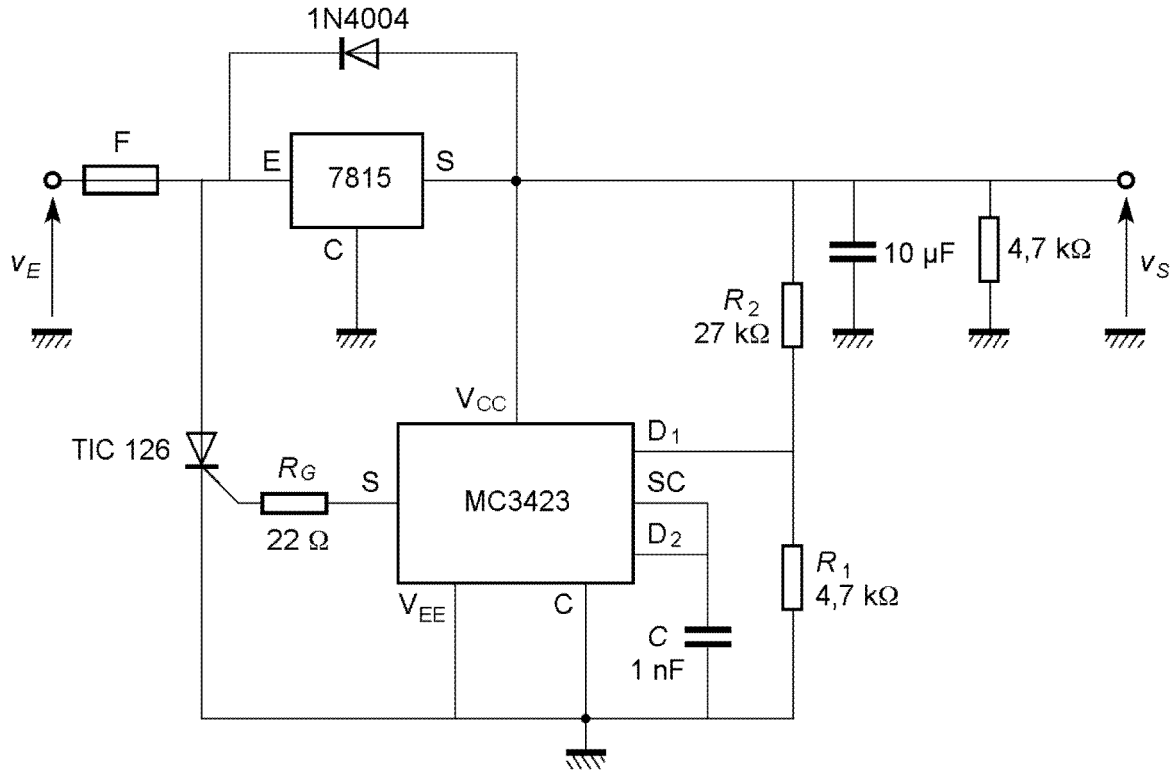


Figure 10.17 – Exemple de régulateur avec limiteur de tension.

Du fait des brèves surtensions parasites qui peuvent se produire dans l'environnement de l'alimentation, on fixe la durée minimale de la surtension à prendre en compte à environ 10 µs. Le thyristor étant placé à l'entrée du régulateur, un fusible est indispensable. Le seuil de déclenchement doit être un peu supérieur à la tension nominale du régulateur. On choisit par exemple 18 V environ. On peut alors calculer :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{18}{2,6} - 1 = 5,92$$

La résistance R_1 doit être inférieure à 10 kΩ afin de minimiser la dérive du système. On prend par exemple $R_1 = 4,7$ kΩ et on calcule :

$$R_2 = 5,92 \times 4,7 = 27,8 \text{ k}\Omega$$

On choisit alors la valeur normalisée $R_2 = 27$ kΩ. La capacité du condensateur qui fixe la durée minimale de la surtension est :

$$C = \frac{2 \times 10^{-4} \times 10^{-5}}{2,6} = 7,69 \times 10^{-10}\text{F}$$

On choisit une valeur nominale de 1 nF. La détermination de ce composant étant assez approximative, il n'est pas nécessaire de chercher à plus se rapprocher de la valeur calculée. Enfin, la résistance minimale de gâchette est lue sur la courbe : environ 15 Ω. On choisit une valeur normalisée de 22 Ω, ce qui permet d'avoir un courant de gâchette assez élevé pour obtenir un déclenchement correct du thyristor. Par ailleurs, on remarque qu'une diode est placée entre la sortie et l'entrée du régulateur : elle est nécessaire pour décharger le condensateur de sortie lorsque le thyristor court-circuite l'entrée.

10.3 Surveillance

Il est souvent nécessaire de surveiller la tension d'alimentation d'un système programmé afin de détecter les chutes de tension éventuelles. En effet, une petite diminution momentanée risque de fausser les informations contenues dans les mémoires et les registres, sans pour autant agir sur l'entrée de remise à zéro du système. Des circuits spécialisés peuvent assurer la surveillance de l'alimentation. Par exemple, le TL7705A est adapté aux dispositifs alimentés en 5 V (*figure 10.18*).

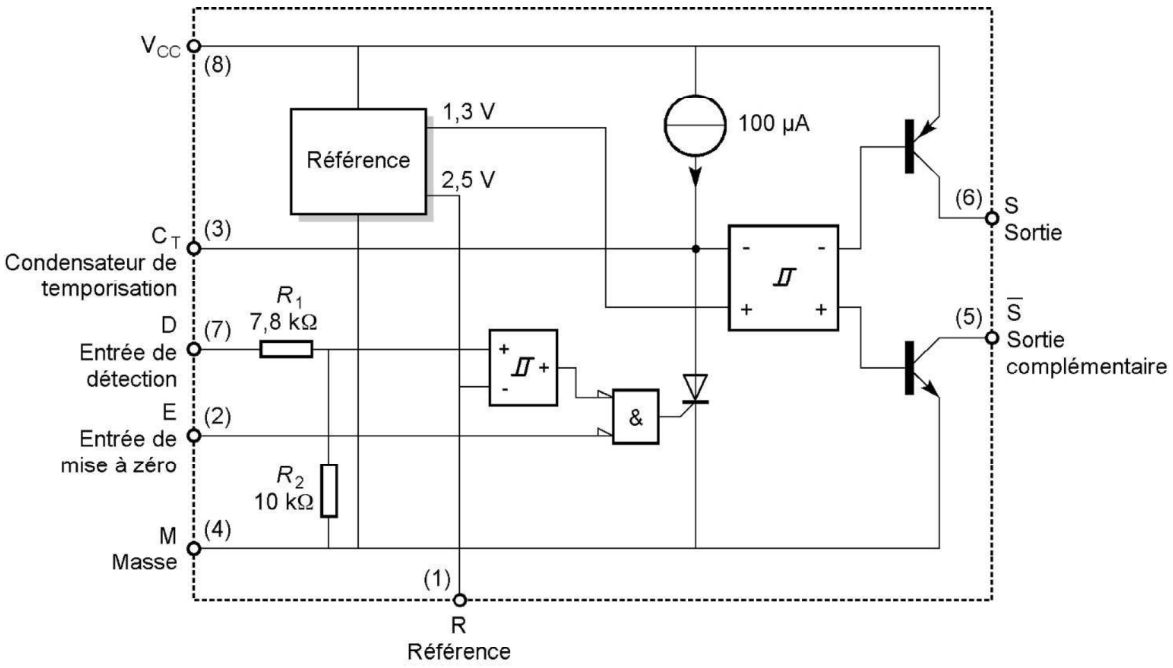


Figure 10.18 – Schéma fonctionnel du TL7705A.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le but est de délivrer un signal de mise à zéro quand la tension chute en dessous d'un seuil fixé ($V_T = 4,55$ V pour le modèle décrit) et de maintenir l'état pendant une certaine durée après le retour à la normale de l'alimentation, afin de garantir l'action de remise à zéro sur le système (*figure 10.19*).

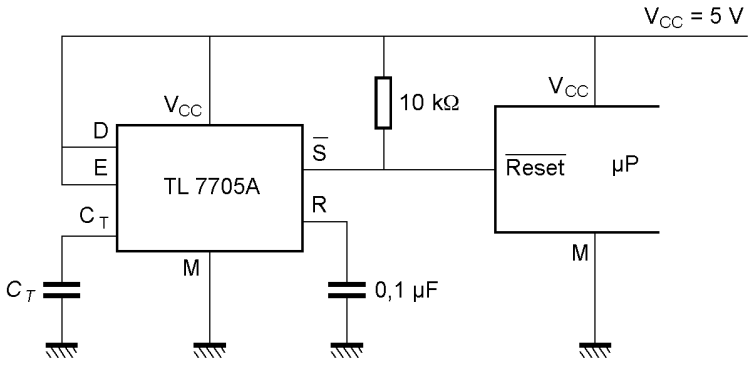


Figure 10.19 – Application de base du TL7705A pour la surveillance d'un système 5 V.

Le condensateur C branché sur la source de référence minimise l'influence des variations d'alimentation. La tension détectée est divisée par le pont R_1, R_2 avant d'être comparée à la référence de 2,5 V.

Quand la tension devient inférieure au seuil, le thyristor est amorcé et il décharge le condensateur externe C_T. Le thyristor se bloque lorsque la tension remonte au-dessus du seuil. Le condensateur C_T se recharge par la source de courant interne de 100 µA. La tension à ses bornes est comparée à une référence de 1,3 V. Le retard correspondant t_r est calculé par la formule :

$$I = C_T \frac{V_r}{t_r} \quad \text{soit} \quad t_r = \frac{C_T V_r}{I}$$

Une hystérésis V_h évite des oscillations si les variations sont lentes (*figure 10.20*).

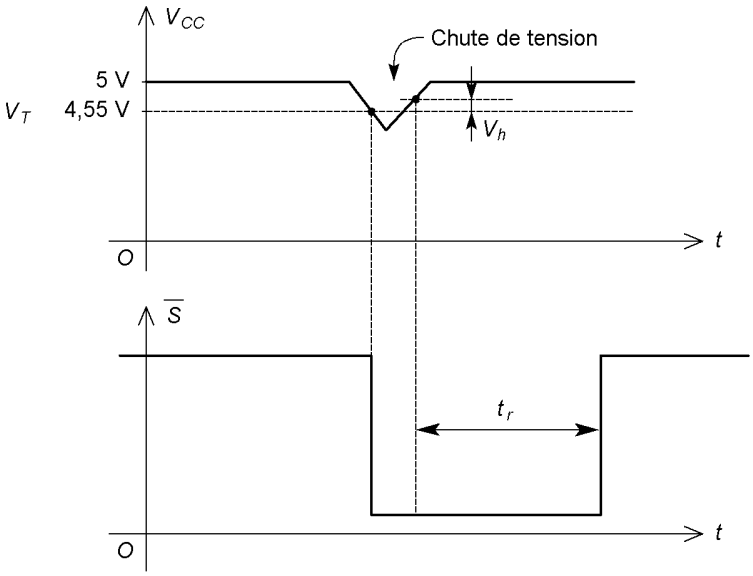


Figure 10.20 – Chronogrammes de fonctionnement du TL7705A.

CHAPITRE 11

CONVERTISSEURS CONTINU-CONTINU SANS BOBINAGE

Dans un système ne comportant qu'une alimentation unique, il arrive que l'on doive disposer d'une tension différente pour un circuit intégré particulier. Par exemple, dans un ensemble numérique alimenté en 5 V, on peut avoir besoin d'une tension plus élevée ou d'une tension de polarité opposée pour un circuit analogique (comparateur, amplificateur opérationnel) assurant un rôle d'interface, ou pour un convertisseur numérique-analogique.

Le courant demandé ne dépassant pas en général quelques milliampères, il est facile d'obtenir l'alimentation auxiliaire désirée avec des circuits utilisant des commutations périodiques de condensateurs. Cette solution évite l'emploi des bobinages d'un convertisseur à découpage.

Les convertisseurs continu-continu sans bobinage sont aussi appelés convertisseurs à condensateurs commutés ou convertisseurs à pompe de charge.

11.1 Transferts de charges dans les condensateurs

Les convertisseurs de tension sans bobinage sont constitués de condensateurs et d'interrupteurs. Leur principe repose sur des transferts de charges électriques entre une source de tension et un condensateur et entre deux condensateurs. Nous allons commencer par quelques précisions sur ces phénomènes qui sont plus complexes qu'il n'y paraît.

11.1.1 Charge d'un condensateur par une source de tension

Un condensateur de capacité C est relié à une source de tension continue de force électromotrice E par un interrupteur K (*figure 11.1*).

Initialement l'interrupteur est ouvert et le condensateur déchargé. On ferme l'interrupteur à un instant pris comme origine des temps.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

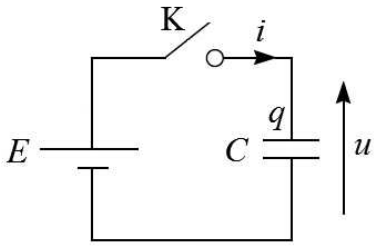


Figure 11.1 – Charge d'un condensateur par une source de tension.

Modélisation avec des composants idéaux

Considérons d'abord que tous les éléments sont idéaux. Le circuit ne comporte donc aucune résistance.

Pour $t < 0$, le condensateur est déchargé et $u = 0$. Pour $t > 0$, le condensateur est chargé et $u = E$.

La tension u est donc un échelon de hauteur E :

$$u = Ev$$

v étant l'échelon unité (fonction de Heaviside).

L'intensité du courant est donnée par la formule :

$$i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

Cette intensité est nulle partout sauf à $t = 0$ où il est impossible de calculer sa valeur puisque la tension présente une discontinuité et n'est donc pas une fonction dérivable. Pourtant, il y a bien eu un transfert de charge :

$$\Delta q = \int_{-\infty}^{+\infty} i \, \mathrm{d}t = CE$$

Pour rendre compte de ce phénomène, on définit l'impulsion de Dirac δ. Ce n'est pas une fonction, mais une distribution. Avec un abus d'écriture qui consiste à faire comme si c'était une fonction, la définition de δ est :

$$\delta = 0 \text{ pour } t \neq 0$$

$$\int_{-\infty}^{+\infty} \delta \, \mathrm{d}t = 1$$

Toujours avec un abus d'écriture, la dérivée de l'échelon unité est l'impulsion de Dirac :

$$\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t} = \delta$$

On peut ainsi donner l'expression de l'intensité :

$$i = CE\delta$$

Graphiquement, on représente conventionnellement l'impulsion de Dirac par une flèche sur l'axe des ordonnées (*figure 11.2*).

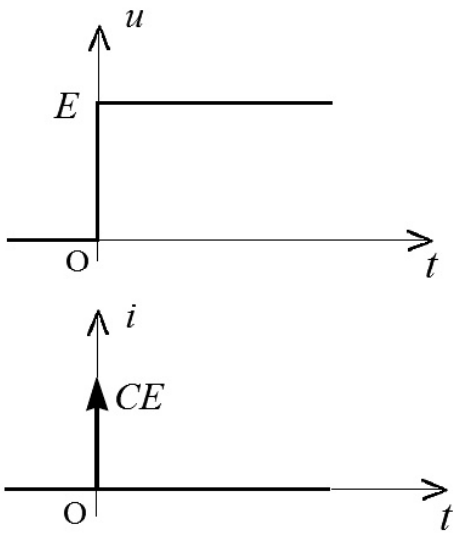


Figure 11.2 – Courbes de la tension et du courant.

Le travail électrique fourni par la source de tension est :

$$W_G = \int_{-\infty}^{+\infty} Ei \, \mathrm{d}t$$

Remplaçons i par son expression :

$$W_G = \int_{-\infty}^{+\infty} ECE\delta \, \mathrm{d}t$$

Compte tenu de la définition de δ , nous obtenons :

$$W_G = CE^2$$

L'énergie électrostatique emmagasinée dans le condensateur est :

$$\mathscr{E}_C = \frac{1}{2}CE^2$$

Le comportement de ce circuit semble paradoxal : l'énergie emmagasinée est inférieure au travail électrique reçu alors qu'il n'existe aucun composant dissipatif.

Modélisation plus réaliste

Considérons maintenant une modélisation plus réaliste du dispositif. Dans les convertisseurs sans bobinage, les interrupteurs sont le plus souvent des transistors MOS fonctionnant en commutation. Ces derniers présentent une petite résistance à l'état passant. Par ailleurs, les condensateurs sont également le siège de pertes qui peuvent être représentées par une petite résistance en série. Le circuit réel possède donc une certaine résistance R (*figure 11.3*).

Pour $t > 0$, la loi des mailles et la loi d'Ohm donnent :

$$E = Ri + u$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

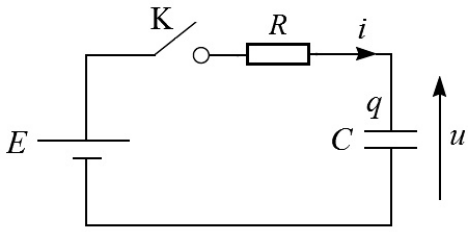


Figure 11.3 – Charge d'un condensateur par une source de tension à travers une résistance.

Par ailleurs, nous avons toujours :

$$i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

En associant ces deux formules, nous obtenons une équation différentielle pour la tension u :

$$RC\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + u = E$$

C'est une équation différentielle linéaire du premier ordre à coefficients constants et à second membre constant qui peut être mise sous sa forme canonique :

$$\tau\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} + u = E$$

La constante de temps est obtenue par identification :

$$\tau = RC$$

La solution de cette équation est la somme de la solution générale de l'équation sans second membre et d'une solution particulière de l'équation complète :

$$u = A\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} + E$$

où A est une constante d'intégration.

La tension aux bornes d'un condensateur ne peut pas varier brusquement (sauf quand on lui impose une tension discontinue comme précédemment ou un courant impulsionnel). Le condensateur étant déchargé juste avant $t = 0$, la tension à ses bornes est encore nulle juste après, ce qui fixe la condition :

$$0 = A + E$$

et donc :

$$A = -E$$

La tension aux bornes du condensateur s'écrit finalement :

$$u = E\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

Nous en déduisons immédiatement l'intensité du courant :

$$i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

soit :

$$i = CE\left(\frac{1}{\tau}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

et donc, comme $\tau = RC$:

$$i = \frac{E}{R} e^{-\frac{t}{\tau}}$$

Les courbes de la tension et du courant en fonction du temps sont des exponentielles (*figure 11.4*).

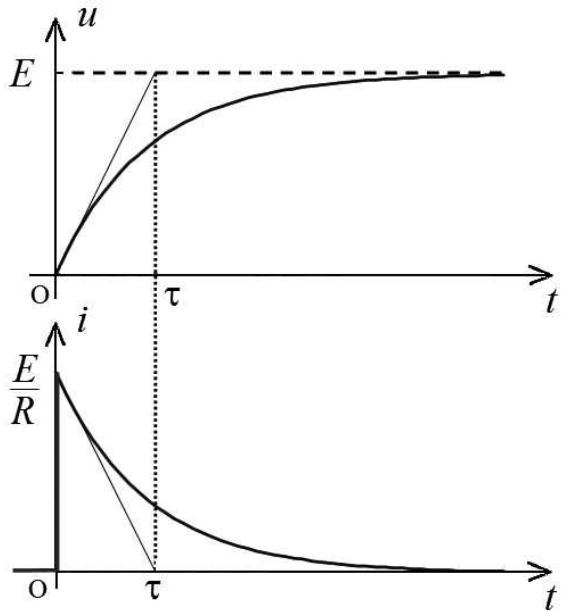


Figure 11.4 – Courbes de la tension et du courant.

Le travail électrique fourni par la source de tension est :

$$W_G = \int_0^{+\infty} Ei \, dt$$

Remplaçons i par son expression en fonction de u :

$$W_G = \int_0^{+\infty} EC \frac{du}{dt} \, dt$$

Un changement de variable permet de calculer l'intégrale :

$$W_G = CE \int_0^E du$$

$$W_G = CE^2$$

Le travail électrique fourni par la source de tension est le même que précédemment.

L'énergie électrostatique emmagasinée dans le condensateur complétement chargé est :

$$\mathscr{E}_C = \frac{1}{2} CE^2$$

Le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule est :

$$Q_J = \int_0^{+\infty} Ri^2 \, dt$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Remplaçons i par son expression :

$$Q_J = \int_0^{+\infty} R\left(\frac{E}{R}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2 \mathrm{d}t$$

Le calcul de l'intégrale donne :

$$Q_J = \int_0^{+\infty} R\frac{E^2}{R^2}\mathrm{e}^{-\frac{2t}{\tau}} \mathrm{d}t$$

$$Q_J = \frac{E^2}{R}\left[-\frac{\tau}{2}\mathrm{e}^{-\frac{2t}{\tau}}\right]_0^{+\infty}$$

$$Q_J = \frac{E^2}{R}\frac{\tau}{2}$$

et donc, comme $\tau = RC$:

$$Q_J = \frac{1}{2}CE^2$$

Le travail électrique fourni par la source de tension est égal à la somme de l'énergie emmagasinée dans le condensateur complétement chargé et du transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule :

$$W_G = \mathscr{E}_C + Q_J$$

La modélisation prenant en compte la résistance conduit bien à un bilan énergétique correct.

Le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule est égal à l'énergie emmagasinée dans le condensateur. Le rendement énergétique de la charge d'un condensateur est 50 % :

$$\eta_e = \frac{\mathscr{E}_C}{W_G} = 0{,}5$$

Contrairement à ce que l'on pourrait penser, un circuit à condensateurs commutés peut être le siège de pertes importantes. De plus, le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule ne dépend pas de la résistance R. Les pertes restent donc importantes même si la résistance du circuit est faible.

Retour sur la première modélisation

L'étude prenant en compte la résistance permet de préciser la validité de la modélisation simplifiée. Si la résistance R tend vers 0, la constante de temps τ tend également vers 0. La variation de la tension se rapproche progressivement de l'échelon et la variation du courant se rapproche de l'impulsion de Dirac. La modélisation simplifiée peut ainsi être utilisée pour obtenir une forme approchée des courbes de la tension et du courant.

Comme le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule ne dépend pas de la résistance R, le rendement de la charge est toujours de 50 %, même si R tend vers 0. Cependant, l'idéalisation des composants ne permet pas de savoir ce qu'il advient de l'énergie non utilisée.

Il faut noter que le raisonnement qualitatif qui vient d'être fait manque de rigueur mathématique et, comme nous le verrons à la section 11.1.3, de justification physique.

11.1.2 Transfert de charges entre deux condensateurs

Un condensateur de capacité C_1 est relié à un autre condensateur de capacité C_2 par un interrupteur K (*figure 11.5*).

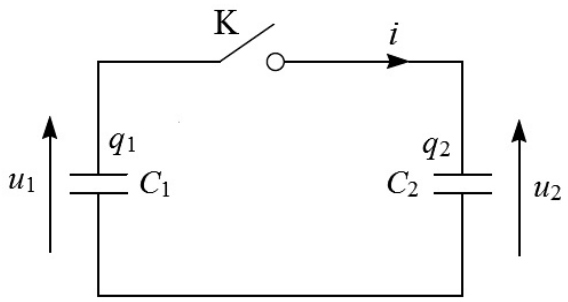


Figure 11.5 – Transfert de charges entre deux condensateurs.

L'interrupteur K étant ouvert, le condensateur de capacité C_1 est chargé sous une tension U_0 tandis que le condensateur de capacité C_2 est déchargé. On ferme l'interrupteur K à un instant pris comme origine des temps.

Modélisation avec des composants idéaux

Considérons d'abord que tous les éléments sont idéaux. Le circuit ne comporte donc aucune résistance.

Pour $t < 0$, les tensions aux bornes des deux condensateurs sont :

$$u_1 = U_0$$

et

$$u_2 = 0$$

La charge portée par le condensateur de capacité C_1 est :

$$Q_0 = C_1 U_0$$

Pour $t > 0$, les condensateurs sont soumis à la même tension :

$$u_1 = u_2 = U$$

Par ailleurs, la conservation de la charge se traduit par la relation :

$$Q_0 = q_1 + q_2$$

et donc :

$$C_1 U_0 = C_1 U + C_2 U$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Nous en déduisons :

$$U = \frac{C_1}{C_1 + C_2} U_0$$

Les tensions aux bornes des deux condensateurs présentent une discontinuité (*figure 11.6*).

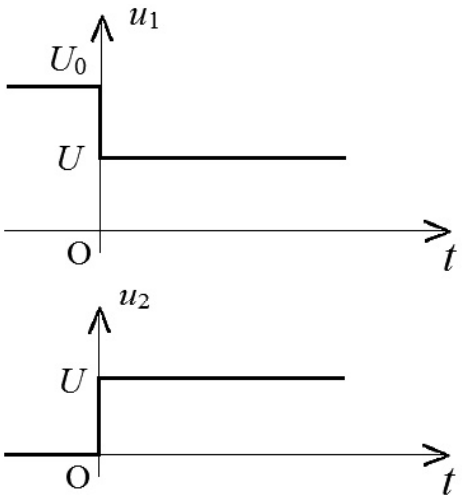


Figure 11.6 – Courbes des tensions aux bornes des deux condensateurs.

En conséquence, le courant est impulsionnel.

Avant l'ouverture de K, l'énergie électrostatique emmagasinée dans le circuit est :

$$\mathscr{E} = \frac{1}{2} C_1 U_0^2$$

Après l'ouverture de K, l'énergie électrostatique emmagasinée dans le circuit est devenue :

$$\mathscr{E}' = \frac{1}{2} (C_1 + C_2) U^2$$

soit :

$$\mathscr{E}' = \frac{1}{2} (C_1 + C_2) \left(\frac{C_1}{C_1 + C_2} U_0 \right)^2$$

ou encore :

$$\mathscr{E}' = \frac{1}{2} \frac{C_1^2}{C_1 + C_2} U_0^2$$

Le comportement de ce circuit est également paradoxal : l'énergie emmagasinée diminue alors qu'il n'existe aucun composant dissipatif.

Modélisation plus réaliste

Considérons maintenant une modélisation plus réaliste du dispositif : l'interrupteur présente une petite résistance à l'état passant et les condensateurs ont également une petite résistance en série. Le circuit réel possède donc une certaine résistance *R* (*figure 11.7*).

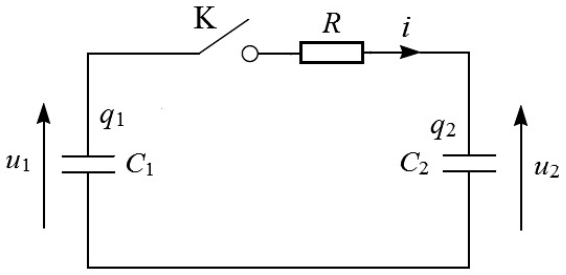


Figure 11.7 – Transfert de charges entre deux condensateurs à travers une résistance.

La mise en équation du circuit conduit à trois formules :

$$u_1 - u_2 = Ri$$

$$i = -C_1 \frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t}$$

$$i = C_2 \frac{\mathrm{d}u_2}{\mathrm{d}t}$$

Dérivons la première formule :

$$\frac{\mathrm{d}u_1}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}u_2}{\mathrm{d}t} = R\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

Nous pouvons alors associer ce résultat aux deux autres formules :

$$-\frac{i}{C_1} - \frac{i}{C_2} = R\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t}$$

Nous obtenons une équation différentielle pour l'intensité i :

$$R\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + i = 0$$

C'est une équation différentielle linéaire du premier ordre à coefficients constants sans second membre qui peut être mise sous sa forme canonique :

$$\tau\frac{\mathrm{d}i}{\mathrm{d}t} + i = 0$$

La constante de temps est obtenue par identification :

$$\tau = R\frac{C_1C_2}{C_1 + C_2}$$

La solution de cette équation est de la forme :

$$i = A\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

où A est une constante d'intégration.

Juste après le basculement de l'interrupteur, les tensions sont $u_1 = U_0$ et $u_2 = 0$ et l'intensité du courant est donc $i = \dfrac{U_0}{R}$. Nous en déduisons la constante :

$$A = \frac{U_0}{R}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

L'équation de l'intensité en fonction du temps est donc :

$$i = \frac{U_0}{R} \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

Le calcul du transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule se fait de la même façon que pour le circuit précédent :

$$Q_J = \int_0^{+\infty} Ri^2 \, \mathrm{d}t$$

ce qui donne ici :

$$Q_J = \frac{1}{2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} U_0^2$$

Ce transfert thermique correspond à la variation de l'énergie emmagasinée par le circuit :

$$\mathscr{E}' - \mathscr{E} = \frac{1}{2} \frac{C_1^2}{C_1 + C_2} U_0^2 - \frac{1}{2} C_1 U_0^2 = -\frac{1}{2} \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} U_0^2$$

La modélisation prenant en compte la résistance conduit bien à un bilan énergétique correct.

11.1.3 Explication

Les études précédentes ont été menées dans le cadre de l'approximation des régimes quasi-stationnaires (ARQS). Cette approximation est justifiée pour un régime variable si le temps caractéristique de sa variation (par exemple la constante de temps τ pour la charge d'un condensateur) est nettement plus grand que le temps de propagation du courant.

La capacité des condensateurs utilisés dans les convertisseurs continu-continu sans bobinage est souvent 10 μF. La résistance à l'état passant d'un transistor MOS est de l'ordre de 10 Ω, ce qui donne une constante de temps (sans tenir compte de la résistance série du condensateur souvent nettement plus faible) :

$$\tau = 10 \times 10 \times 10^{-6} = 10^{-4} \text{ s}$$

Le courant se propageant à une vitesse c proche de celle de la lumière, le temps de propagation pour un parcours de longueur L est :

$$\Delta t = \frac{L}{c}$$

Prenons par exemple un circuit de longueur $L = 10$ cm :

$$\Delta t = \frac{0{,}1}{3 \times 10^8} = 3{,}33 \times 10^{-10} \text{ s}$$

Nous sommes donc parfaitement dans le cadre de l'ARQS.

Par contre, si la résistance est nettement plus faible, et *a fortiori* si elle est nulle, l'utilisation de l'ARQS n'est plus justifiée. Il faut alors prendre en compte les phénomènes de rayonnement qui eux aussi conduisent à des pertes d'énergie pour le

dispositif. C'est ce qui explique que l'étude simplifiée conduisant à négliger toute résistance ne rend pas compte du bilan énergétique réel.

En conclusion, l'étude des transferts de charges effectuée en négligeant toute résistance dans le circuit donne un résultat satisfaisant pour les variations des tensions (les changements rapides sont modélisés par des discontinuités), mais elle ne permet pas d'interpréter correctement le bilan énergétique. Pour remédier à cela, il faut nécessairement prendre en compte les résistances présentes et vérifier que les conditions de l'ARQS sont remplies, ce qui est toujours le cas dans les convertisseurs continu-continu sans bobinage.

11.1.4 Amélioration du rendement énergétique de la charge d'un condensateur

Nous avons constaté que le rendement énergétique de la charge d'un condensateur est déplorable (50 %). Il est toutefois possible de l'améliorer.

Charge d'un condensateur en deux étapes

Réalisons la charge du condensateur par une source de tension continue de force électromotrice E en deux étapes (*figure 11.8*).

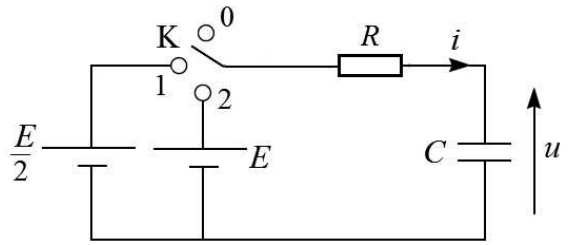


Figure 11.8 – Charge du condensateur en deux étapes.

Le condensateur est initialement déchargé et le commutateur est en position 0. Le condensateur se charge d'abord sous une tension $\frac{E}{2}$ avec le commutateur en position 1 puis sous une tension E avec le commutateur en position 2.

Dans la première phase, le travail électrique fourni par la source de tension $\frac{E}{2}$ est obtenu comme précédemment :

$$W_{G1} = C\frac{E}{2}\int_0^{\frac{E}{2}} \mathrm{d}u = \frac{1}{4}CE^2$$

Dans la seconde phase, le travail électrique fourni par la source de tension E est :

$$W_{G2} = CE\int_{\frac{E}{2}}^{E} \mathrm{d}u = \frac{1}{2}CE^2$$

L'énergie emmagasinée par le condensateur est toujours la même :

$$\mathscr{E}_C = \frac{1}{2}CE^2$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le nouveau rendement énergétique est alors :

$$\eta_e = \frac{\mathscr{E}_C}{W_{G1} + W_{G2}}$$

$$\eta_e = \frac{\frac{1}{2}CE^2}{\frac{1}{4}CE^2 + \frac{1}{2}CE^2} = \frac{2}{3}$$

Charge quasi-statique d'un condensateur

Le résultat précédent peut facilement se généraliser. Le rendement devient d'autant plus grand que la charge du condensateur s'effectue en un grand nombre d'étapes.

Pour le prouver différemment, nous allons établir directement l'expression du transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule. Reprenons les formules initiales :

$$E = Ri + u$$

$$i = C\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

Multiplions les deux membres de la loi des mailles par i :

$$CE\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} = Ri^2 + Cu\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

Nous en déduisons la puissance instantanée dans la résistance :

$$Ri^2 = CE\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} - Cu\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}$$

Le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule entre deux instants quelconques t_i et t_f est obtenu en intégrant :

$$Q_J = \int_{t_i}^{t_f} Ri^2 \,\mathrm{d}t$$

ce qui donne ici :

$$Q_J = \int_{t_i}^{t_f} \left(CE\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t} - Cu\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\right) \mathrm{d}t$$

soit, en introduisant les tensions U_i et U_f aux instants t_i et t_f :

$$Q_J = CE\left(U_f - U_i\right) - \frac{1}{2C}\left(U_f^2 - U_i^2\right)$$

Effectuons la charge du condensateur en n étapes. La tension appliquée à l'étape numéro k est :

$$E_k = \frac{k}{n}E$$

Le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule lors de cette étape est :

$$Q_{Jk} = CE_k\left(E_k - E_{k-1}\right) - \frac{1}{2C}\left(E_k^2 - E_{k-1}^2\right)$$

soit :

$$Q_{Jk} = C\frac{k}{n}E\left(\frac{k}{n}E - \frac{k-1}{n}E\right) - \frac{1}{2C}\left(\frac{k^2}{n^2}E^2 - \frac{(k-1)^2}{n^2}E^2\right)$$

ou encore :

$$Q_{Jk} = \frac{1}{2}\frac{CE^2}{n^2}$$

Le résultat est indépendant de k. Le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule pour l'ensemble des étapes est :

$$Q_J = nQ_{Jk}$$

soit :

$$Q_J = \frac{1}{2}\frac{CE^2}{n}$$

Ce transfert thermique diminue bien quand le nombre d'étapes augmente. Le rendement énergétique s'approche de 1 quand n est élevé (Q_J tend vers 0 si n tend vers l'infini). Dans ces conditions, la charge du condensateur est un processus quasi-statique.

Il est donc théoriquement possible de charger un condensateur avec un excellent rendement énergétique. Toutefois, ce n'est pas ce qui est réalisé dans les convertisseurs continu-continu sans bobinage.

11.1.5 Conditions d'un bon rendement pour un convertisseur continu-continu sans bobinage

À partir de ce qui précède, nous constatons que les commutations de condensateurs conduisent obligatoirement à des pertes. Contrairement à ce qui se passe pour un convertisseur continu-continu avec bobinage, le rendement d'un convertisseur continu-continu sans bobinage ne peut donc pas être de 100 % même si les composants sont idéaux. Ce sont les conditions de fonctionnement qui, si elles sont bien choisies, permettent d'atteindre un rendement élevé.

Dans les convertisseurs continu-continu sans bobinage, les charges des condensateurs ne débutent pas avec une tension nulle, sauf pour le régime transitoire de mise sous tension. Considérons donc la charge d'un condensateur avec une condition initiale $u = U_0$. La tension et l'intensité évoluent toujours exponentiellement, mais les conditions initiales modifient les constantes d'intégration :

$$u = (U_0 - E)\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}} + E$$

$$i = \frac{E - U_0}{R}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}$$

La phase de charge peut être interrompue à un instant t quelconque.

Le travail électrique fourni par la source de tension jusqu'à l'instant t est :

$$W_G = \int_0^t Ei\,\mathrm{d}t$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le calcul de l'intégrale donne :

$$W_G = \int_0^t EC\frac{\mathrm{d}u}{\mathrm{d}t}\,\mathrm{d}t$$
$$W_G = CE\int_{U_0}^{u}\mathrm{d}u$$
$$W_G = CE\,(u - U_0)$$
$$W_G = CE\,(E - U_0)\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)$$

Le transfert thermique cédé au milieu extérieur par effet Joule jusqu'à l'instant t est :

$$Q_J = \int_0^t Ri^2\,\mathrm{d}t$$

Le calcul de l'intégrale est similaire à celui qui a été fait pour la charge sans valeur initiale :

$$Q_J = \int_0^t R\left(\frac{E - U_0}{R}\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)^2\,\mathrm{d}t$$
$$Q_J = \frac{(E - U_0)^2}{R}\frac{\tau}{2}\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2t}{\tau}}\right)$$
$$Q_J = \frac{1}{2}C\,(E - U_0)^2\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2t}{\tau}}\right)$$

L'énergie emmagasinée dans le condensateur à l'instant t est obtenue par un bilan énergétique :

$$\mathscr{E}_C = W_G - Q_J$$

Le rendement énergétique de la charge du condensateur est ainsi :

$$\eta_e = \frac{\mathscr{E}_C}{W_G} = \frac{W_G - Q_J}{W_G}$$
$$\eta_e = \frac{CE\,(E - U_0)\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right) - \frac{1}{2}C\,(E - U_0)^2\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2t}{\tau}}\right)}{CE\,(E - U_0)\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)}$$

soit :

$$\eta_e = \frac{E\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right) - \frac{1}{2}(E - U_0)\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{2t}{\tau}}\right)}{E\left(1 - \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)}$$
$$\eta_e = \frac{2E - (E - U_0)\left(1 + \mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}\right)}{2E}$$
$$\eta_e = \frac{E + U_0 - (E - U_0)\,\mathrm{e}^{-\frac{t}{\tau}}}{2E}$$

Nous pouvons alors tracer les courbes du rendement énergétique η_e en fonction de la valeur initiale U_0 de la tension pour différentes durées de charge : $t \ll \tau$, $t = \tau \ln 2$ et $t \gg \tau$ (*figure 11.9*). Nous constatons que pour obtenir un bon rendement énergétique, il faut d'une part que la durée t de la charge soit nettement plus

grande que la constante de temps τ et, d'autre part, que la valeur initiale U_0 de la tension soit la plus proche possible de la tension E.

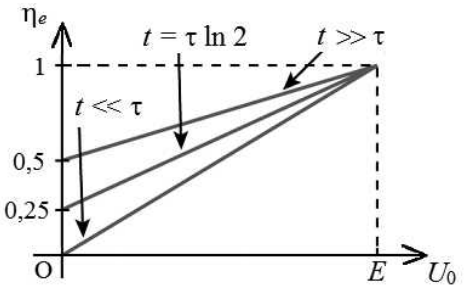


Figure 11.9 – Courbes du rendement énergétique en fonction de la valeur initiale de la tension.

Des résultats similaires sont obtenus pour les échanges de charge entre condensateurs. C'est donc en respectant ces conditions que le rendement d'un convertisseur continu-continu sans bobinage peut être élevé.

11.2 Principe d'une pompe de charges

11.2.1 Structure

Le circuit élémentaire à la base des convertisseurs continu-continu sans bobinage est la pompe de charges (*figure 11.10*).

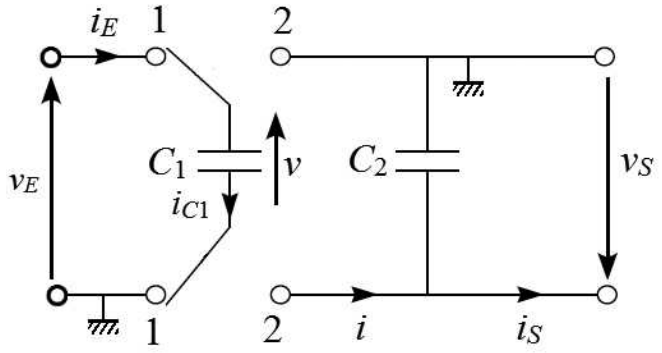


Figure 11.10 – Pompe de charges (câblage en convertisseur inverseur).

Un commutateur double permet de brancher le condensateur de pompage C_1 soit aux bornes de l'alimentation v_E (position 1), soit aux bornes du condensateur de stockage C_2 placé en parallèle de la charge (position 2). Ce commutateur est actionné périodiquement par un générateur de signaux carrés. Le transfert d'énergie se fait par répartition des charges entre les deux condensateurs.

Le montage est un convertisseur inverseur dont le but est d'obtenir une tension de sortie de signe opposé à celui de la tension d'entrée :

$$v_S = -v_E$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Comme il n'y a jamais contact direct entre la source v_E et le circuit d'utilisation, on peut connecter la masse du montage sur l'alimentation principale et sur la charge comme on le désire.

On obtient ainsi une tension de sortie v_S négative en gardant comme référence la masse de l'alimentation principale. On peut donc utiliser simultanément les tensions v_E et $-v_E$ pour alimenter un circuit intégré exigeant des tensions symétriques.

Une modification du schéma donne naissance à un convertisseur doubleur (*figure 11.11*) dont le but est d'obtenir une tension de sortie deux fois plus grande que la tension d'entrée :

$$v_S = 2v_E$$

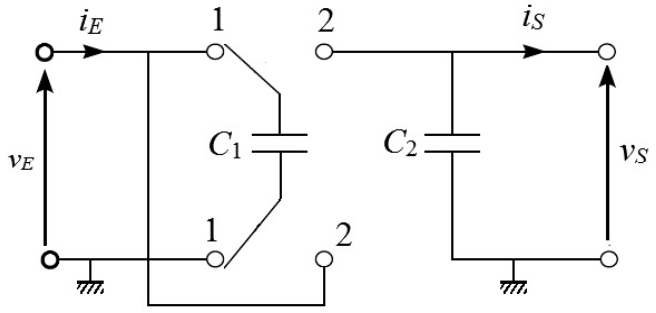


Figure 11.11 – Pompe de charges (câblage en convertisseur doubleur).

Dans la suite, nous allons étudier le convertisseur inverseur. Les résultats pour le convertisseur doubleur s'en déduisent immédiatement.

11.2.2 Régime transitoire à vide

Considérons d'abord que tous les éléments sont idéaux et que le circuit est à vide et choisissons $C_1 = C_2 = C$. À la mise sous tension, les condensateurs sont déchargés et $v_S = 0$. Dès que le commutateur double passe en position 1, le condensateur de pompage se charge instantanément sous la tension v_E :

$$v = v_E \nu$$

ν étant l'échelon unité.

Le courant correspondant est une impulsion car la tension aux bornes de C_1 est discontinue (c'est possible puisque le circuit ne comporte aucune résistance) :

$$i_{C1} = C v_E \delta$$

δ étant l'impulsion de Dirac.

Pendant une demi-période, le commutateur reste en position 1, v est constante et v_S est nulle. Quand le commutateur bascule en position 2, la charge emmagasinée par C_1 se répartit entre les deux condensateurs. La tension de sortie prend une valeur u_1 telle que :

$$Cv_E = -2Cu_1$$

soit :

$$u_1 = -\frac{1}{2}v_E$$

La tension aux bornes des condensateurs présente une nouvelle discontinuité et le courant est donc impulsionnel. Pendant la demi-période qui commence, la tension de sortie reste constante car le circuit est à vide. Lors de la commutation suivante, de 2 vers 1, la tension aux bornes du condensateur de pompage reprend brusquement la valeur v_E. Un nouvel échange de charges entre C_1 et C_2 se produit une demi-période plus tard et la tension de sortie passe à une valeur u_2 telle que :

$$Cv_E - Cu_1 = -2Cu_2$$

soit :

$$u_2 = -\frac{1}{2}v_E + \frac{1}{2}u_1$$

Au bout de n échanges de charges, la tension de sortie vaut :

$$u_n = -\frac{1}{2}v_E + \frac{1}{2}u_{n-1}$$

Nous avons ainsi une relation de récurrence qui définit, avec la condition initiale $u_0 = 0$, la suite des valeurs de la tension de sortie du circuit. Les premiers termes sont :

$$\begin{aligned} u_0 &= 0 \\ u_1 &= -\frac{1}{2}v_E \\ u_2 &= -\frac{1}{2}v_E - \frac{1}{4}v_E = -\frac{3}{4}v_E \\ u_3 &= -\frac{1}{2}v_E - \frac{3}{8}v_E = -\frac{7}{8}v_E \\ &\dots \end{aligned}$$

L'expression générale de u_n semble être :

$$u_n = -\left(1 - \frac{1}{2^n}\right)v_E$$

Cette formule peut être démontrée par récurrence. Supposons le résultat valable à l'ordre $n-1$ et montrons qu'il est également vérifié à l'ordre n. Il suffit en effet d'écrire la loi de récurrence :

$$\begin{aligned} u_n &= -\frac{1}{2}v_E + \frac{1}{2}u_{n-1} \\ u_n &= -\frac{1}{2}v_E + \frac{1}{2}\left[-\left(1 - \frac{1}{2^{n-1}}\right)E\right] \\ u_n &= -\left(1 - \frac{1}{2^n}\right)v_E \end{aligned}$$

Comme la formule est vérifiée pour l'indice 0, elle est donc applicable quel que soit n. Lorsque n tend vers l'infini, la suite converge vers la valeur $-v_E$. On peut

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

tracer les courbes qui représentent l'évolution des tensions v et v_S en fonction du temps (*figure 11.12*).

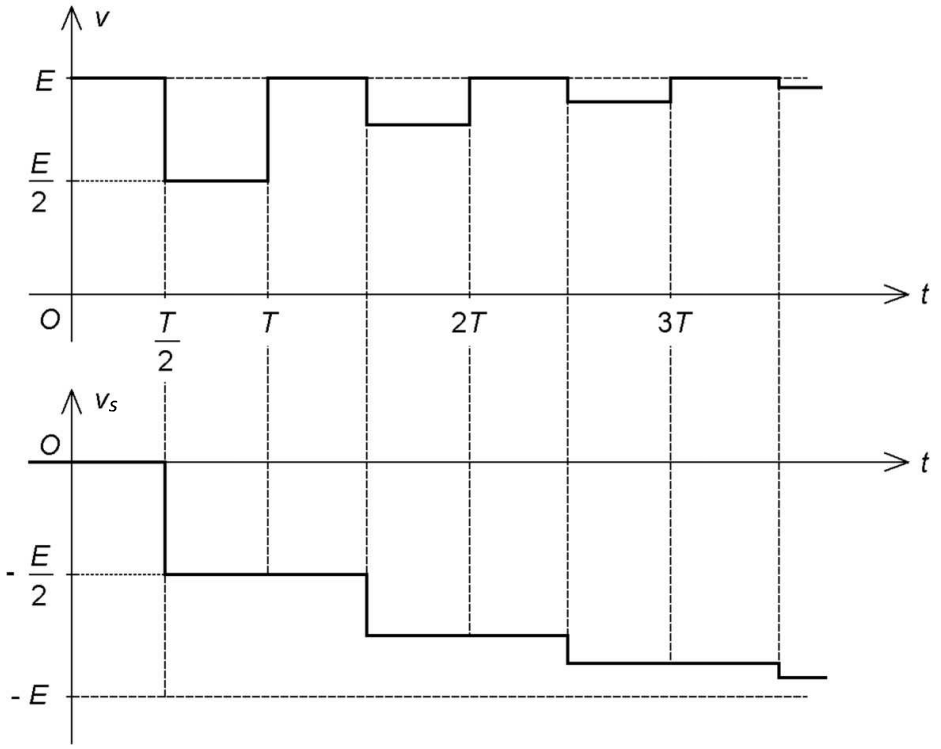


Figure 11.12 – Évolution des tensions dans la pompe de charges.

En réalité, la présence de résistances dans le circuit (résistances des interrupteurs et des condensateurs) fait que les variations des tensions sont des exponentielles et non des discontinuités. Si les constantes de temps des exponentielles restent faibles devant la demi-période des commutations, la rapidité du régime transitoire est inchangée. Par contre, si les constantes de temps sont plus élevées, les asymptotes des exponentielles ne sont pas atteintes et le régime transitoire est plus lent.

11.2.3 Régime permanent à vide

Après un régime transitoire qui dure quelques périodes, le régime permanent est atteint :

$$v = v_E \text{ et } v_S = -v_E$$

Ces valeurs ne sont jamais rigoureusement obtenues, il s'agit de limites, mais l'écart est inférieur à 5 % lorsque :

$$\frac{1}{2^n} \leq \frac{5}{100}$$

soit :

$$n \geq \frac{\lg 20}{\lg 2} = 4{,}32$$

Le premier nombre entier qui vérifie cette inégalité est $n = 5$, ce qui signifie qu'au bout de cinq périodes de fonctionnement la tension de sortie diffère de moins de

5 % de sa valeur théorique $-v_E$. Pour obtenir un écart moindre, il suffit d'attendre quelques périodes supplémentaires.

11.2.4 Régime permanent en charge

Le circuit d'utilisation consomme un certain courant qui va détourner une partie des charges emmagasinées dans les condensateurs et ainsi modifier les tensions à leurs bornes. Il en résulte une chute de tension ainsi qu'une ondulation de la tension de sortie. Ces phénomènes dépendent de la capacité des condensateurs et de la fréquence des commutations. Il est donc nécessaire de concevoir le montage en fonction du courant maximal demandé et de la chute de tension tolérée.

La résistance non nulle des commutateurs à l'état passant et la résistance série des condensateurs influent également sur la tension de sortie. La forme exacte des courbes des courants et des tensions dépend de l'ordre de grandeur de la constante de temps de charge du condensateur C_1 par rapport à la période des commutations. Nous avons tracé ces courbes pour une constante de temps nettement supérieure à la période des commutations (*figure 11.13*).

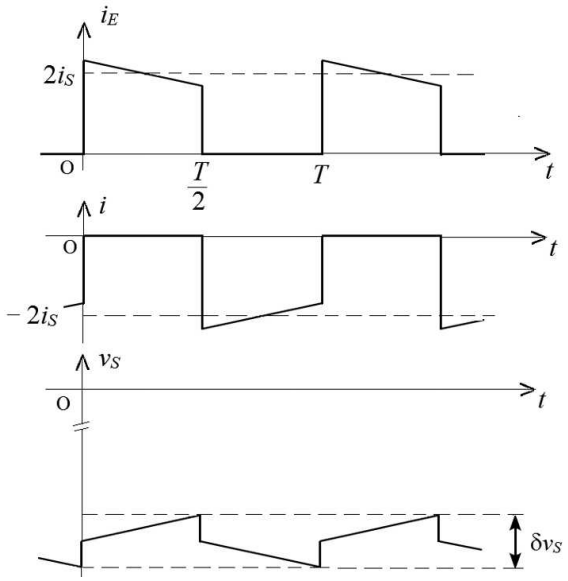


Figure 11.13 – Courbes des courants et de la tension de sortie.

Lors de la commutation de la position 1 vers la position 2, C_1 est relié à C_2 et le courant i présente une discontinuité d'environ $2i_S$. Du fait de la résistance série r_{C_2} du condensateur C_2, la tension de sortie v_S présente une discontinuité $2r_{C_2}\, i_S$. Ensuite, le condensateur C_2 se décharge linéairement pendant une demi-période avec un courant i_S, ce qui conduit à une ondulation crête à crête :

$$\delta u = \frac{i_S}{2fC_2} + 2r_{C2}i_S$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

11.2.5 Convertisseur avec ou sans régulation

Dans certains cas, la valeur exacte de l'alimentation auxiliaire n'est pas déterminante et il suffit d'assurer la présence de la tension dans une fourchette assez large. Aucune régulation n'est alors nécessaire.

Dans d'autres cas, il faut disposer d'une alimentation de valeur précise et stable. Il est alors possible d'employer un convertisseur fournissant une tension de valeur absolue nettement supérieure à ce qui est désiré, puis d'ajouter en sortie un petit régulateur intégré de tension nominale adéquate. Il est évidemment préférable de choisir un régulateur à faible chute de tension. Une autre solution est d'effectuer une régulation sur la pompe de charge elle-même.

11.2.6 Réalisation des convertisseurs continu-continu sans bobinage

Plusieurs solutions existent pour mettre en œuvre des convertisseurs basés sur le principe qui vient d'être décrit. Une première catégorie de montages est formée de circuits à diodes et condensateurs commandés par un générateur de signaux carrés. Ce dernier peut être l'horloge du système ou un astable indépendant. Une seconde catégorie de réalisations fait appel à des circuits intégrés spécialisés qui se chargent des commutations et ne demandent en général que l'ajout des condensateurs. Ces deux types de montages sont décrits dans la suite du chapitre.

11.3 Convertisseurs à diodes

Un réseau formé de diodes et de condensateurs est commandé par un générateur de signaux carrés. Après avoir étudié les diverses façons de réaliser ce générateur, nous allons passer en revue les schémas les plus courants de convertisseurs à diodes.

11.3.1 Obtention du signal carré

Le signal de commande nécessaire pour le fonctionnement des convertisseurs envisagés doit avoir les caractéristiques suivantes : niveaux voisins de 0 et de la tension d'alimentation E, rapport cyclique de 50 % et fréquence de l'ordre de quelques kilohertz.

Si le système comporte déjà une horloge délivrant un tel signal, il n'est pas nécessaire d'ajouter un générateur autonome. Toutefois, le courant demandé par le convertisseur n'est pas négligeable et il est en général indispensable de prévoir un circuit d'interface permettant de disposer de la puissance nécessaire sans perturber le signal d'horloge.

Selon la valeur de l'intensité maximale, on fait appel soit à un simple étage tampon à circuit intégré CMOS, soit à un amplificateur plus puissant à transistors. Un premier schéma fait appel à un circuit d'interface réalisé à partir d'un unique boîtier d'inverseurs tampons CMOS du type 4009 (*figure 11.14*).

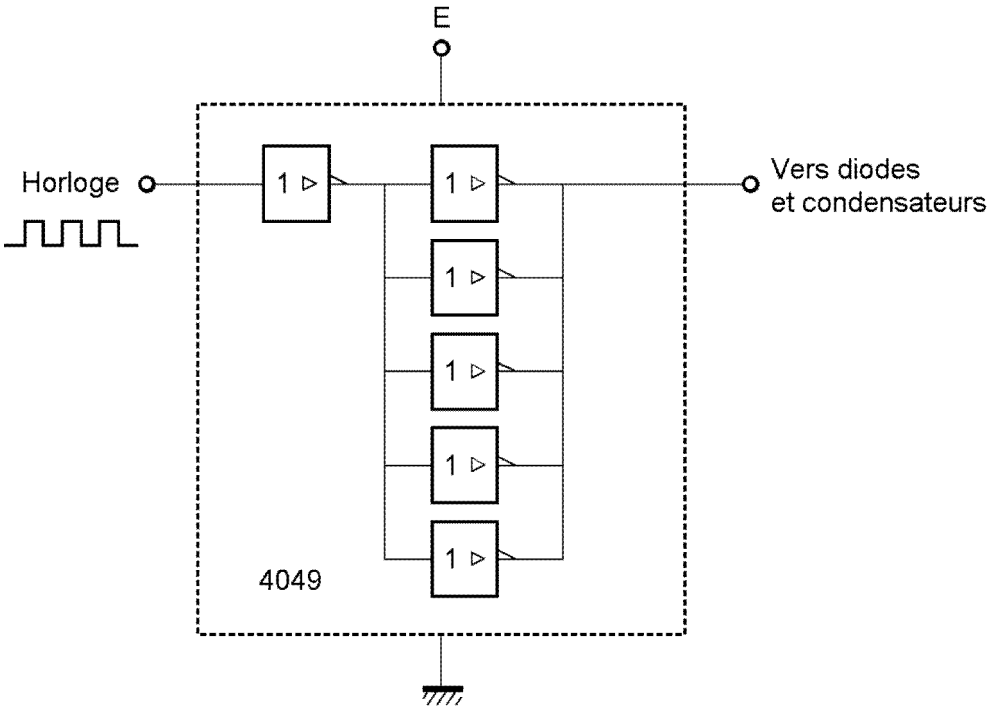


Figure 11.14 – Étage tampon à circuits logiques CMOS.

Cinq de ces inverseurs sont branchés en parallèle pour augmenter le courant de sortie que le montage peut débiter. Il faut rappeler que la mise en parallèle n'est possible que pour des circuits issus du même boîtier.

Cet artifice permet également de diminuer la résistance de sortie de l'ensemble, ce qui est favorable à une bonne rapidité des régimes transitoires de charge des condensateurs. Les niveaux de sortie restent voisins de 0 et *E*, à condition évidemment que le courant demandé ne soit pas excessif (consulter les caractéristiques des circuits CMOS pour évaluer la chute de tension en fonction du courant débité).

Pour des intensités plus importantes, on peut utiliser un étage tampon réalisé avec des transistors discrets (*figure 11.15*).

Les transistors MOS sont particulièrement indiqués dans ce genre d'applications car ils permettent d'obtenir des niveaux proches de 0 et *E*.

Lorsque le système ne comprend pas au départ d'horloge interne adéquate, on fait appel à un circuit astable supplémentaire. Beaucoup de solutions différentes sont envisageables : utilisation de transistors discrets, de circuits intégrés logiques ou analogiques.

Les solutions les plus souvent rencontrées sont celles qui conduisent à une réalisation simple, tout en approchant au mieux les qualités exigées pour ce générateur :

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

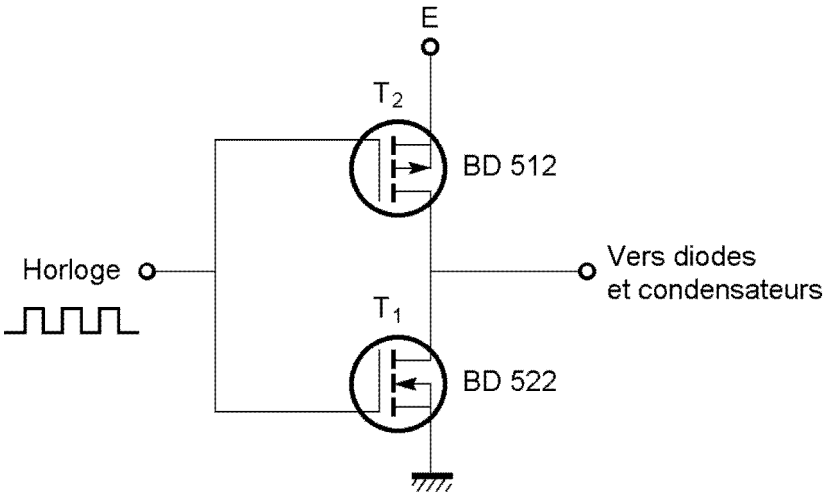


Figure 11.15 – Étage tampon à transistor MOS.

niveaux très voisins de 0 et *E*, courant suffisant en sortie. Les solutions intégrées sont *a priori* les plus faciles à mettre en œuvre, d'autant qu'elles ne demandent que des composants très répandus.

L'exigence sur les niveaux élimine les montages à amplificateur opérationnel puisque les tensions de saturation sont un peu éloignées des alimentations (sauf pour des modèles particuliers à transistors MOS).

La solution analogique universellement retenue fait appel à un temporisateur intégré du type 555. En effet, ce circuit a l'avantage de pouvoir débiter un courant assez élevé (200 mA) tout en délivrant des niveaux de sortie qui ne s'éloignent pas trop de 0 et *E*.

Il faut noter que les versions CMOS (ICM7555 ou TLC555) ne conviennent pas ici à cause de leur intensité maximale plus faible. Pour obtenir un astable à rapport cyclique de 50 %, trois solutions peuvent être utilisées (*figure 11.16*).

Seuls les résultats sont rappelés ici.

Le premier schéma (a) de la figure correspond à la version de base de l'astable à 555. La fréquence et le rapport cyclique (quotient de la durée de l'état haut par la période) de la tension de sortie sont donnés par les formules suivantes :

$$f = \frac{1}{(R_A + 2R_B)\,C \ln 2}$$

$$\alpha = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B}$$

On constate qu'il est impossible d'obtenir un rapport cyclique rigoureusement égal à 50 % avec ce circuit. Ce résultat peut toutefois être approché en prenant une valeur de R_A beaucoup plus petite que celle de R_B. Il faut simplement respecter la limite imposée par l'intensité maximale autorisée pour le transistor de décharge :

$$R_A \geq \frac{E}{I_{max}} \quad \text{avec} \quad I_{max} = 200 \text{ mA}$$

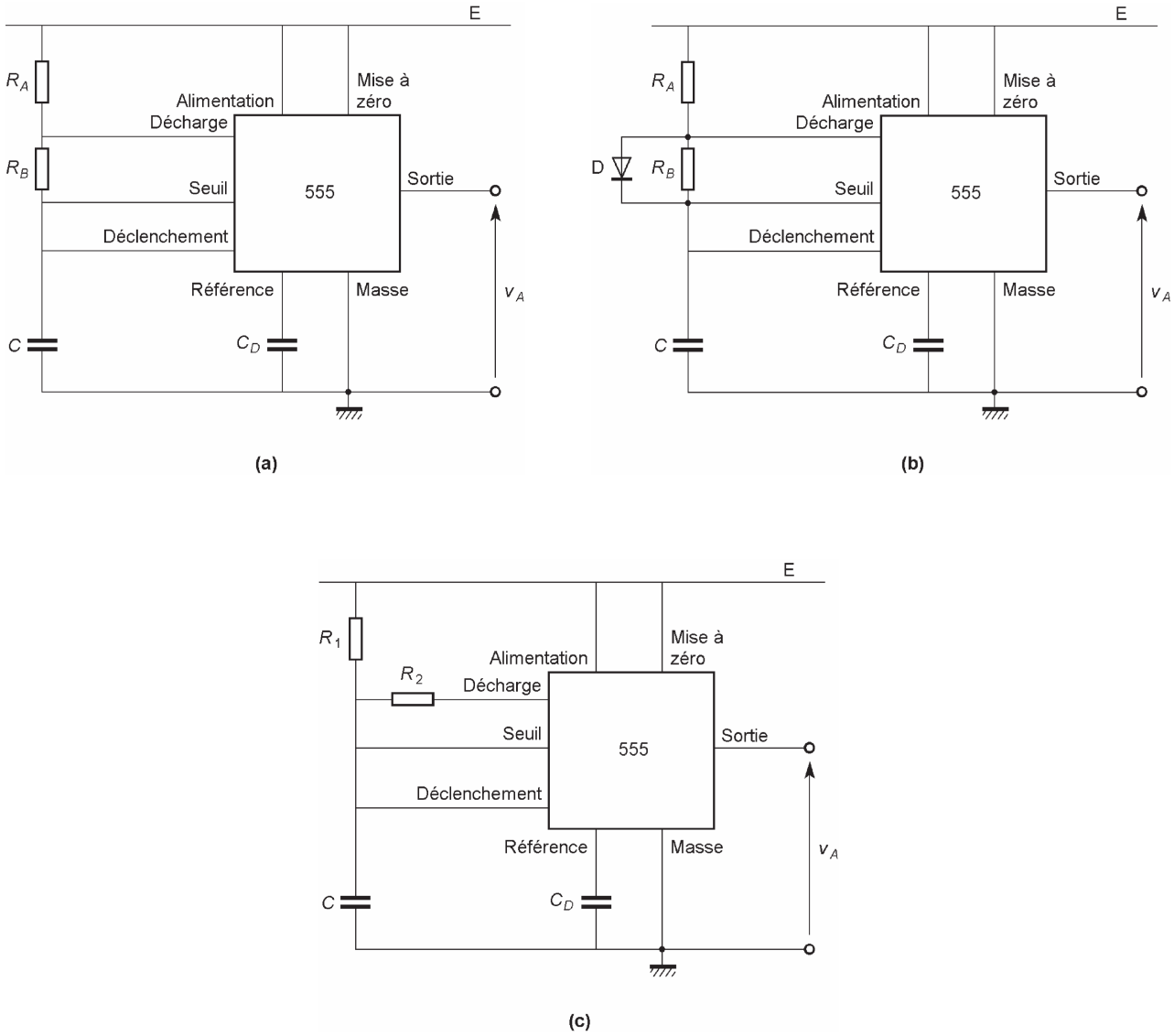


Figure 11.16 – Trois variantes de l'astable à 555.

Dans ces conditions, la formule de fréquence se simplifie et devient :

$$f \approx \frac{1}{2R_B C \ln 2}$$

En général, cette première solution est suffisante. On peut cependant obtenir un rapport cyclique quelconque et donc par exemple 50 % en ajoutant une diode comme dans le deuxième schéma (b) de la figure. Dans ce cas, les formules de la fréquence et du rapport cyclique deviennent :

$$f = \frac{1}{(R_A + R_B) C \ln 2}$$

$$\alpha = \frac{R_A}{R_A + R_B}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Pour avoir un rapport cyclique de 50 %, il suffit de choisir deux résistances identiques pour R_A et R_B. Le résultat sera toutefois approximatif à cause de l'influence de la tension aux bornes de la diode passante.

Une autre solution permet d'obtenir un rapport cyclique de 50 % sans utiliser de diode. Il faut alors modifier la disposition des résistances comme le montre le troisième schéma (c) de la figure. La fréquence et le rapport cyclique sont donnés par les formules suivantes :

$$f = \frac{1}{R_1 C \ln 2 + \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} C \ln \dfrac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}} \qquad \alpha = \frac{\ln 2}{\ln 2 + \dfrac{R_2}{R_1 + R_2} \ln \dfrac{R_2 - 2R_1}{2R_2 - R_1}}$$

Le choix de certaines valeurs pour les résistances permet d'atteindre un rapport cyclique égal à 50 %. Toutefois, la conception de ce dernier montage est un peu plus délicate du fait de la complexité des formules.

En dehors des astables à 555 qui sont de loin les plus fréquents, on rencontre d'autres solutions comme l'emploi de circuits logiques CMOS. Cette technologie permet d'avoir des niveaux de sortie proches de 0 et *E*, mais le courant disponible en sortie est nettement insuffisant. Il faut donc faire appel à des étages tampons (*figure 11.17*).

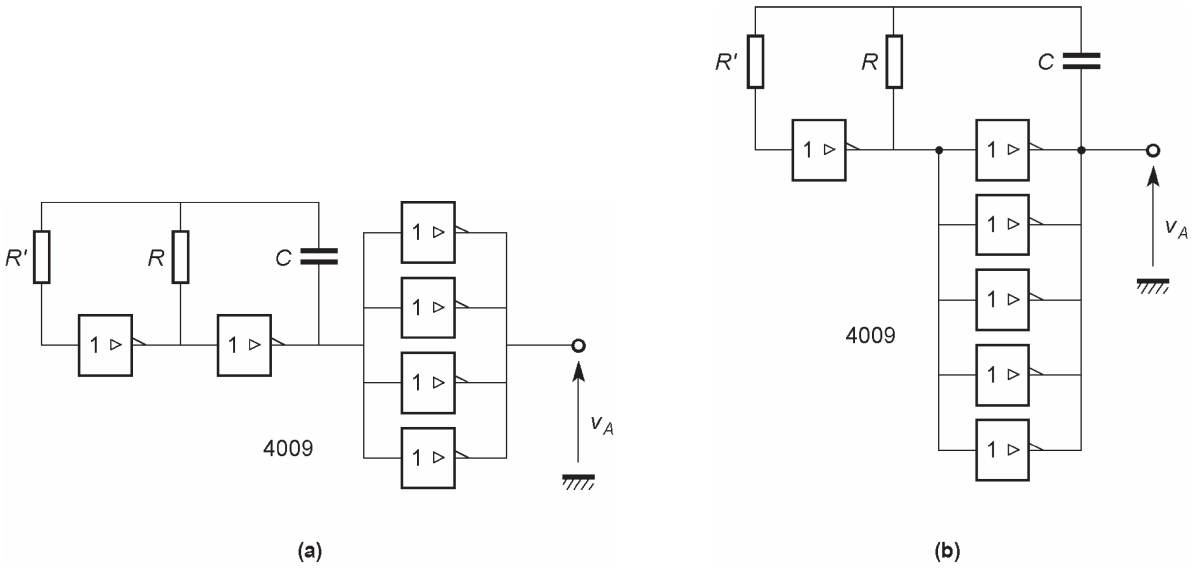


Figure 11.17 – Deux variantes de l'astable à circuits logiques CMOS.

En (a), l'astable est dans sa version de base et on ajoute en sortie les quatre inverseurs non utilisés d'un boîtier en comportant six, en les branchant en parallèle pour augmenter le courant disponible. En (b), le deuxième inverseur de l'astable est remplacé par cinq circuits en parallèle. Les deux solutions sont à peu près équivalentes.

Si l'on considère que le basculement d'un inverseur se fait quand sa tension d'entrée passe à la moitié de l'alimentation, le rapport cyclique du signal de sortie est

de 50 % et la fréquence est donnée par la formule :

$$f = \frac{1}{2RC \ln 3}$$

Un certain écart est néanmoins observé dans la pratique en raison de la dispersion des caractéristiques de basculement de la famille CMOS. Cela n'a guère d'importance pour l'application envisagée ici.

La résistance R′ sert à limiter le courant d'entrée de l'inverseur lorsque la tension appliquée dépasse *E* ou devient négative. Pour faire en sorte que la formule de la fréquence citée plus haut soit valable, il faut choisir *R′* nettement plus élevée que *R* (au moins dix fois plus grande). Cependant, pour des tensions d'alimentation assez basses, la résistance R′ n'est pas indispensable et on peut l'omettre, mais la formule de la fréquence est alors modifiée et le résultat dépend des caractéristiques du réseau de protection de l'inverseur CMOS. Il est donc préférable d'utiliser systématiquement cette résistance supplémentaire.

11.3.2 Convertisseur inverseur

Une première fonction qui peut être facilement remplie par un convertisseur à diodes est la création d'une alimentation auxiliaire de polarité opposée à celle de l'alimentation principale. Ce circuit fonctionne sur le principe de la pompe de charges (*figure 11.18*).

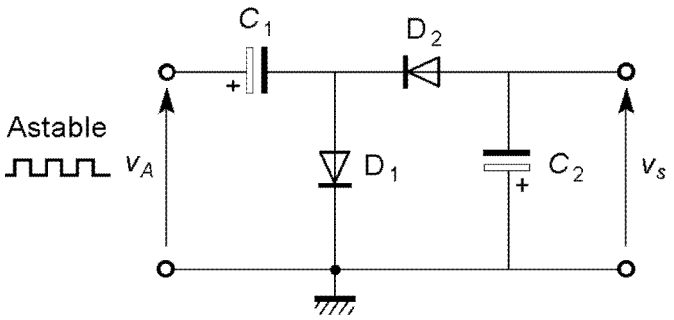


Figure 11.18 – Schéma de base du convertisseur inverseur.

Quand la sortie de l'astable est à l'état haut, le condensateur C_1 se charge sous une tension voisine de *E* par l'intermédiaire de la diode D_1. Lors du passage à l'état bas, la diode D_2 devient passante et les charges stockées se partagent entre C_1 et C_2. Après le régime transitoire, la tension *u* vaut théoriquement *–E* (en idéalisant les différents composants).

En pratique, on observe une diminution de la valeur absolue de la tension de l'ordre de 1,5 V à 3 V. Cela est dû en premier lieu aux tensions présentes aux bornes des diodes passantes (environ 0, 6 V), à l'écart entre les niveaux de sortie de l'astable et les valeurs 0 et *E*, et enfin à la chute de tension provoquée par le courant destiné aux circuits alimentés.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Dans un premier exemple de réalisation, l'astable est conçu à partir d'un temporisateur *555* (*figure 11.19*).

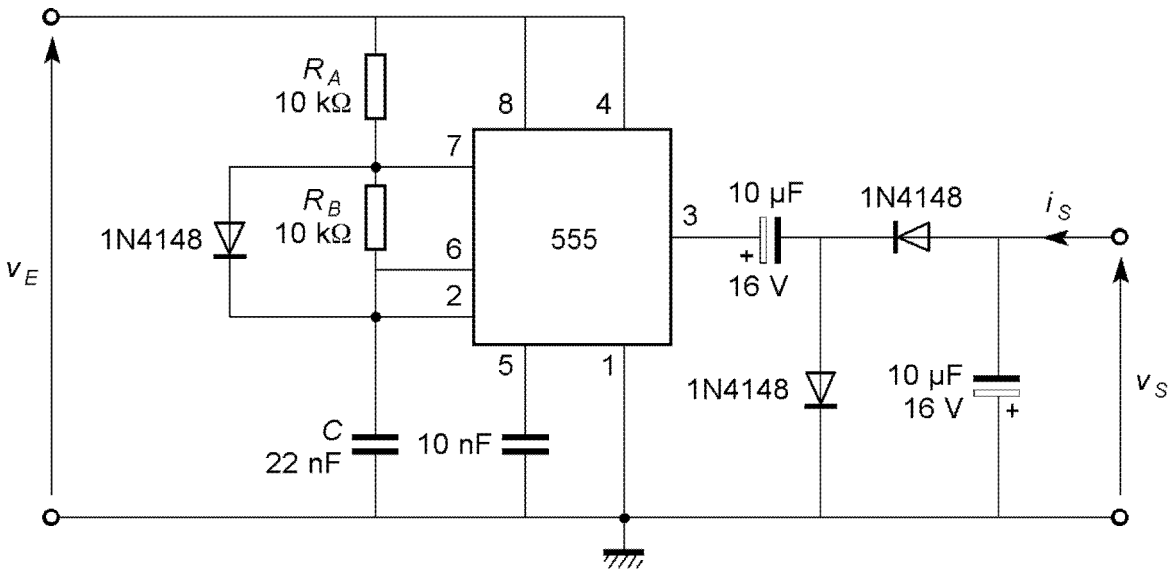


Figure 11.19 – Exemple de convertisseur inverseur.

Du fait de l'égalité des valeurs de R_A et R_B et de la présence d'une diode en parallèle de R_B, le rapport cyclique est de 50 %. Un léger écart peut être observé par rapport à cette valeur : il est dû à l'imperfection de la diode qui amène une chute de tension de l'ordre de 0,6 V lorsqu'elle est passante. Cela n'a pas d'importance dans le fonctionnement du convertisseur.

La fréquence de la tension de sortie vaut :

$$f = \frac{1}{2 \times 10^4 \times 22 \times 10^{-9} \ln 2} = 3\,280 \text{ Hz}$$

Le convertisseur utilise ensuite deux condensateurs polarisés au tantale de 10 µF et deux diodes de signal 1N4148. L'alimentation de l'astable étant de 12 V, on obtient une tension négative de l'ordre de −10 V à −9 V selon le courant débité. En charge, la tension n'est pas tout à fait constante (*figure 11.20*).

Il est évident que ce montage n'est utilisable seul que si l'on n'exige que peu de précision sur la valeur de la tension négative désirée. Dans le cas contraire, on peut ajouter en sortie un régulateur à trois bornes (*figure 11.21*).

Il faut toutefois pouvoir assurer la chute de tension minimale nécessaire au bon fonctionnement de ce circuit intégré (2 à 3 V pour les modèles ordinaires). On peut ici sans problème obtenir une tension stabilisée de −5 V avec un petit régulateur 79L05 car on dispose d'une tension dont la valeur absolue est d'une petite dizaine de volts.

Par contre, on constate qu'il n'est pas possible d'obtenir une tension de −5 V par cette méthode à partir d'une simple pile de 9 V. Une solution consiste alors à utiliser un régulateur intégré à faible chute de tension.

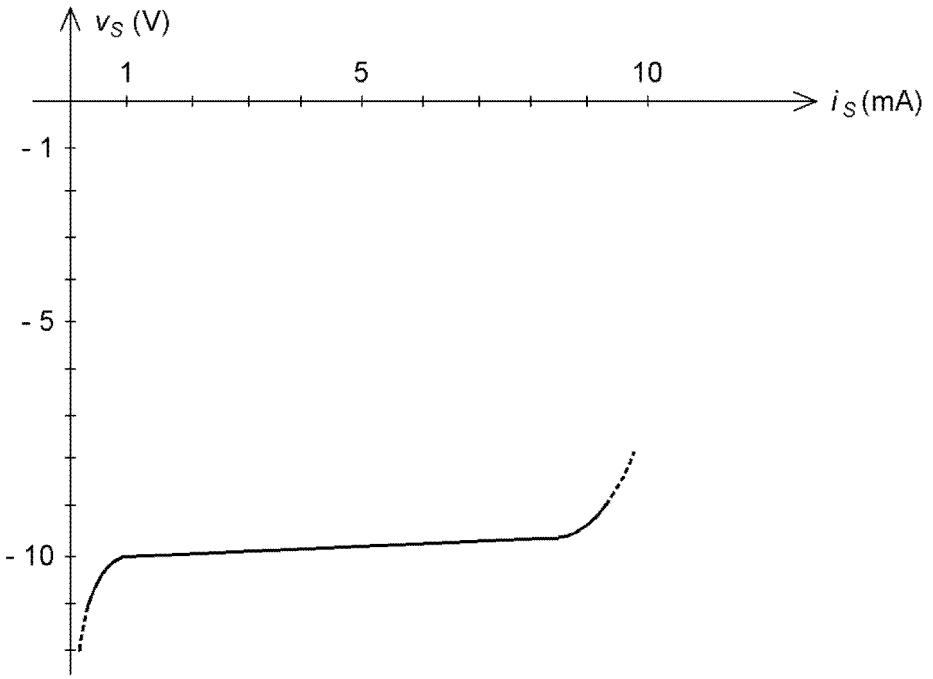


Figure 11.20 – Allure de la caractéristique de sortie du convertisseur inverseur.

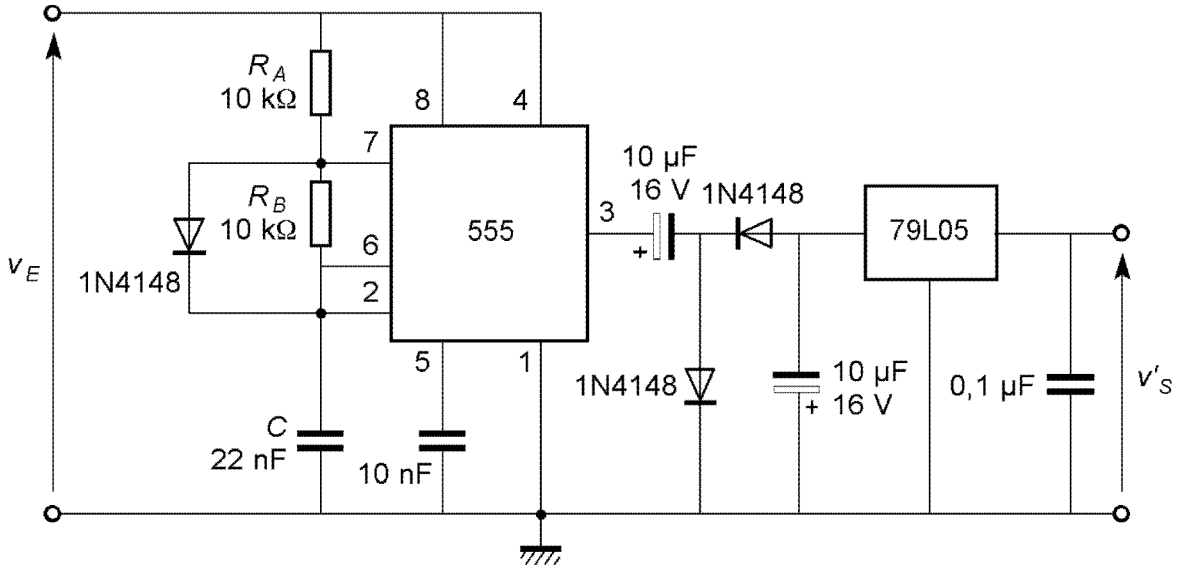


Figure 11.21 – Convertisseur inverseur avec sortie régulée.

Un autre exemple de réalisation fait appel à un astable à base d'inverseurs CMOS (*figure 11.22*).

La fréquence de fonctionnement vaut ici :

$$f = \frac{1}{2 \times 47 \times 10^3 \times 10^{-9} \ln 3} = 9\,680 \text{ Hz}$$

Avec une alimentation de 10 V, la tension de sortie est de l'ordre de −8 V à −7 V pour un débit de quelques milliampères. On peut évidemment modifier les tensions d'alimentation proposées dans les limites autorisées pour le circuit intégré (3 à 15 V pour la famille CMOS 4000).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

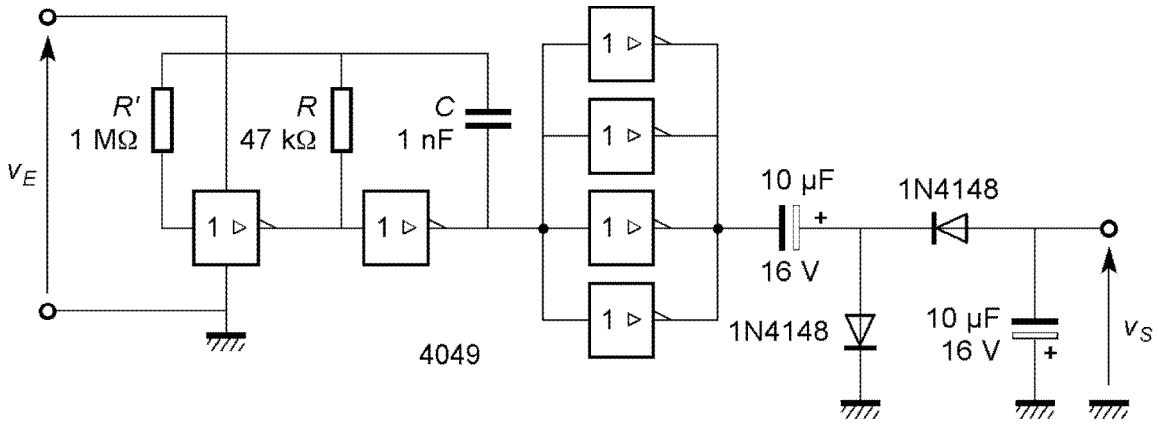


Figure 11.22 – Autre exemple de convertisseur inverseur.

11.3.3 Convertisseur élévateur

Un réseau de diodes et de condensateurs peut également servir à obtenir une alimentation auxiliaire de même polarité que l'alimentation générale, mais de tension plus élevée (*figure 11.23*).

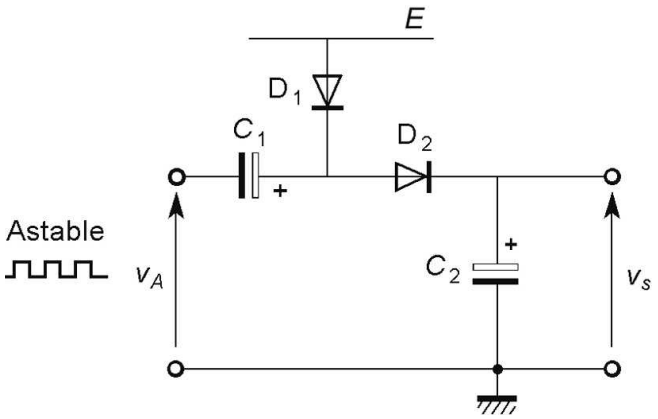


Figure 11.23 – Schéma de base du convertisseur élévateur.

Lorsque la tension de sortie du générateur de signaux carrés est à l'état bas, la diode D_1 est passante et le condensateur C_1 se charge sous la tension E. Lors du passage à l'état haut du signal de commande, la diode D_1 se bloque et la diode D_2 devient passante. Des charges sont échangées entre les deux condensateurs. Après quelques périodes de régime transitoire, la tension de sortie se stabilise à la valeur $2E$ (avec des composants idéaux). Pour les mêmes raisons que précédemment, on constate en réalité une chute de tension de quelques volts qui dépend du débit du montage.

Un premier exemple de réalisation est un convertisseur élévateur qui permet de disposer d'une tension de l'ordre de 20 à 22 V pour une alimentation principale de 12 V (*figure 11.24*).

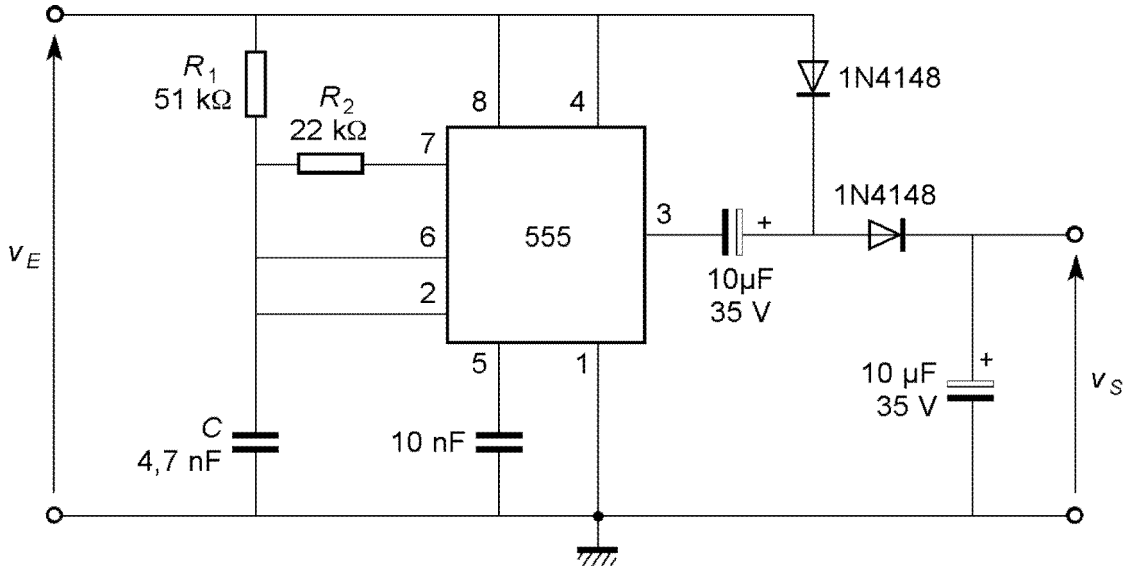


Figure 11.24 – Exemple de convertisseur élévateur.

On a utilisé un astable à 555 à rapport cyclique de 50 % sans diode. La fréquence de fonctionnement est :

$$f = \frac{1}{2 \times 51 \times 10^3 \times 4,7 \times 10^{-9} \ln 2} = 3\,010 \text{ Hz}$$

On a utilisé des valeurs de résistances de la série E24 (22 et 51 kΩ) pour assurer un rapport cyclique de 50 % avec une bonne précision. Toutefois, il est possible de se contenter d'un rapport cyclique un peu différent et de n'utiliser que des résistances choisies dans la série E12. On peut prendre par exemple 22 et 47 kΩ ou encore 27 et 68 kΩ.

Un autre exemple fait appel à un astable à circuits logiques CMOS (*figure 11.25*).

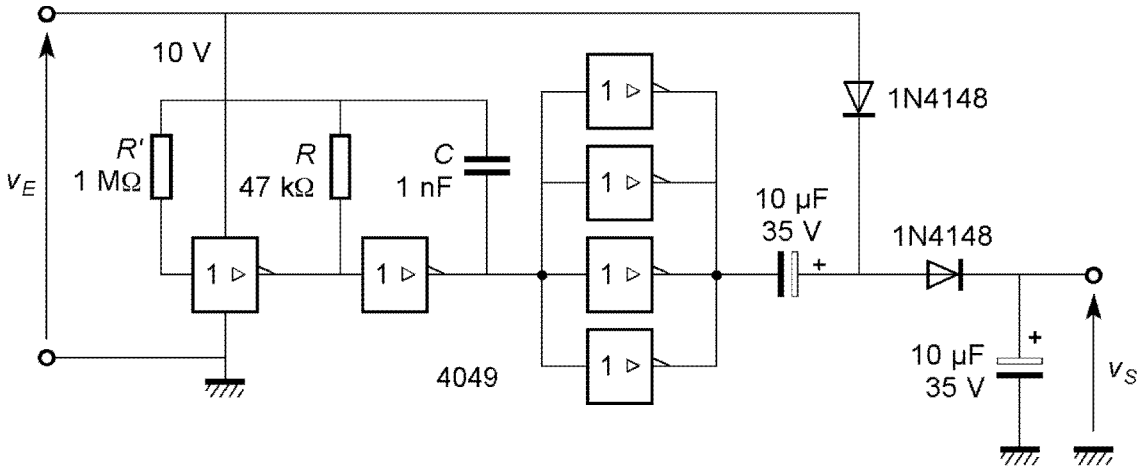


Figure 11.25 – Autre exemple de convertisseur élévateur.

À partir d'une alimentation de 10 V, on obtient environ 16 à 18 V selon le débit.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

11.3.4 Convertisseur inverseur élévateur

On a constaté l'impossibilité d'obtenir une tension auxiliaire négative de même valeur absolue que la tension principale avec le montage inverseur étudié plus haut. Il existe une solution qui fait appel à un réseau un peu plus complexe (*figure 11.26*).

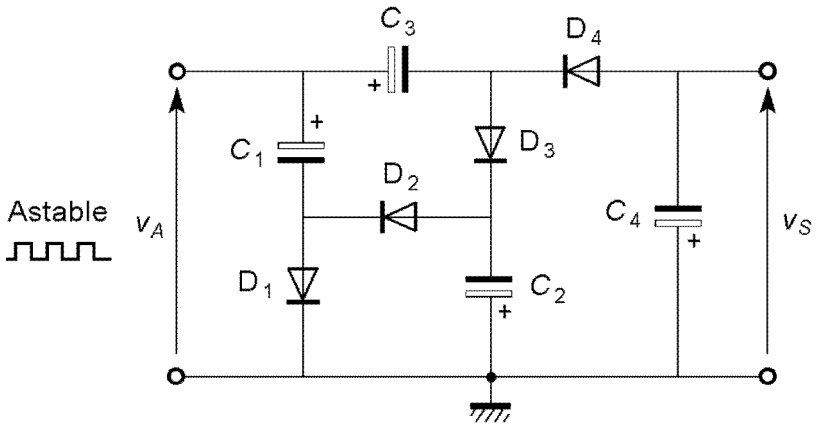


Figure 11.26 – Schéma de base du convertisseur inverseur élévateur.

Lorsque la sortie de l'astable est à l'état haut, les condensateurs C_1 et C_3 se chargent sous la tension E. Quand on passe à l'état bas, les charges emmagasinées sont partiellement transférées à C_2 et C_4. Après le régime transitoire, la tension u atteint théoriquement $-2E$.

En réalité, une chute de tension notable apparaît puisqu'il y a quatre diodes en jeu. Le niveau de sortie qui en résulte reste cependant suffisant pour assurer le fonctionnement d'un régulateur intégré fournissant une tension symétrique de celle de l'alimentation principale, à condition de travailler avec une tension d'au moins une dizaine de volts.

Un exemple est un convertisseur délivrant -15 V à partir de l'alimentation générale 15 V (*figure 11.27*).

L'astable met en œuvre un 555 dans sa configuration de base. Le rapport cyclique est d'environ 50 % car on a choisi une résistance R_A nettement plus faible que R_B. On respecte bien la limite autorisée pour le courant dans le transistor de décharge (200 mA) puisque :

$$i_7 = \frac{15}{0,15} = 100 \text{ mA}$$

La fréquence de fonctionnement vaut :

$$f = \frac{1}{(150 + 2 \times 27 \times 10^3) \times 10^{-8} \ln 2} = 2\,664 \text{ Hz}$$

Après le réseau de diodes et de condensateurs, on dispose d'une tension négative de l'ordre de -27 à -25 V que l'on abaisse à -15 V avec le régulateur intégré 79L05. Il faut remarquer que cette solution est plus difficilement applicable pour obtenir des tensions symétriques 5 V et -5 V car, compte tenu des chutes

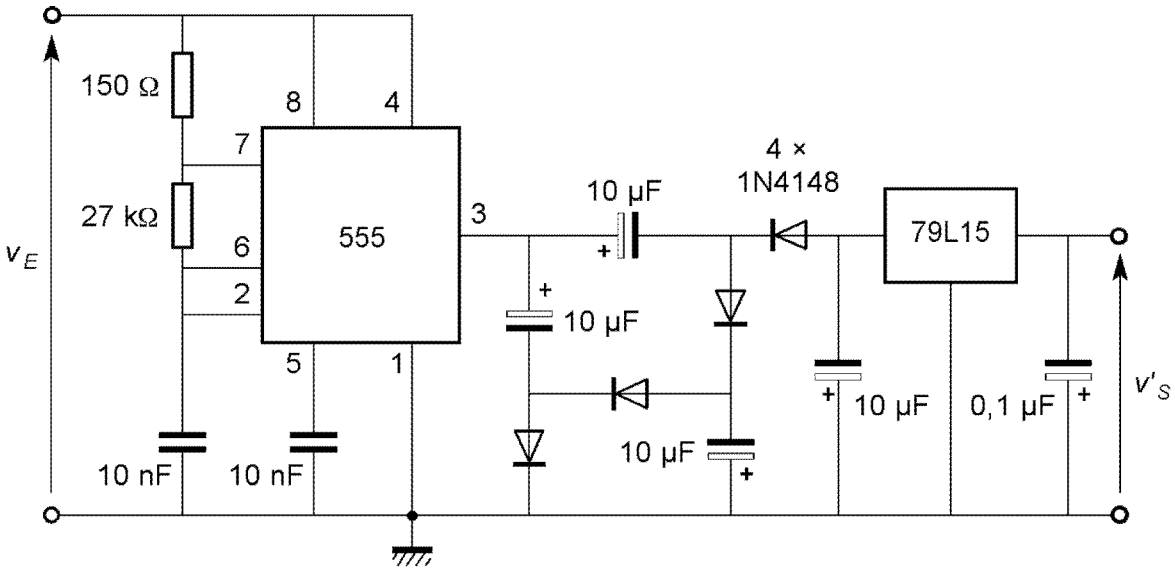


Figure 11.27 – Exemple de convertisseur inverseur élévateur avec sortie régulée.

de tension dans le convertisseur, le niveau d'entrée nécessaire au bon fonctionnement du régulateur risque de ne plus être assuré. Il faut alors réaliser un régulateur à faible chute de tension.

11.4 Circuits intégrés spécialisés

Il existe des circuits intégrés destinés à réaliser des convertisseurs de tension sans bobinage, avec ou sans régulation. Le domaine est en plein développement et cette solution concurrence les convertisseurs de tension avec bobinage dans un nombre croissant d'applications, car d'une part les montages consomment de moins en moins d'énergie, et d'autre part, les circuits intégrés spécialisés peuvent fournir des courants de plus en plus élevés.

Parmi les utilisations de ces composants, on peut citer l'instrumentation portable, les PC portables, les téléphones portables, les liaisons RS232, les mémoires flash et les afficheurs à cristaux liquides.

11.4.1 Description

Le modèle standard est le ICL7660 développé par Intersil. Le fonctionnement découle directement du principe de la pompe de charges. La configuration de base utilise quatre interrupteurs MOS commandés par un générateur de signaux carrés et deux condensateurs (*figure 11.28*).

Seuls ces derniers éléments sont extérieurs au circuit intégré. Les interrupteurs K_1, K_3 et K_2, K_4 étant commandés de manière complémentaire, on est exactement dans les mêmes conditions que pour le schéma de principe de la pompe de charges.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

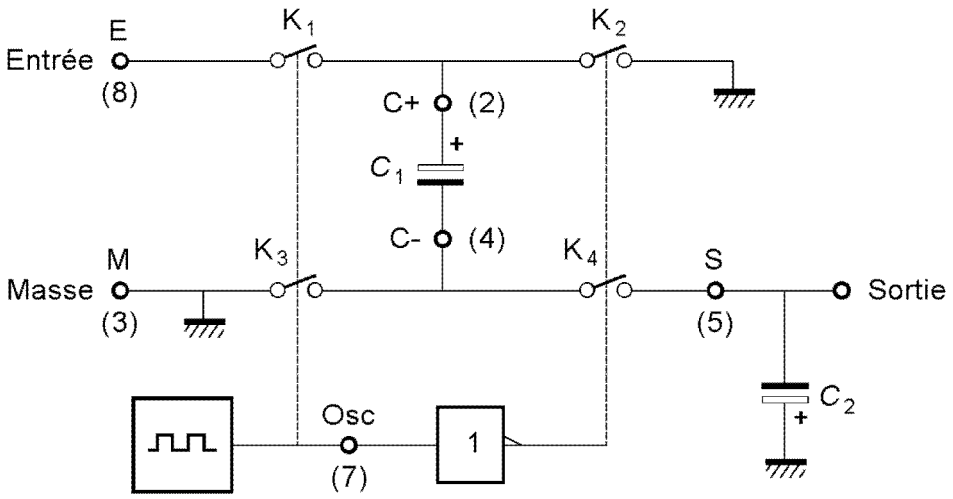


Figure 11.28 – Principe du circuit ICL7660.

La structure interne du circuit ICL7660 est détaillée par son diagramme fonctionnel (*figure 11.29*).

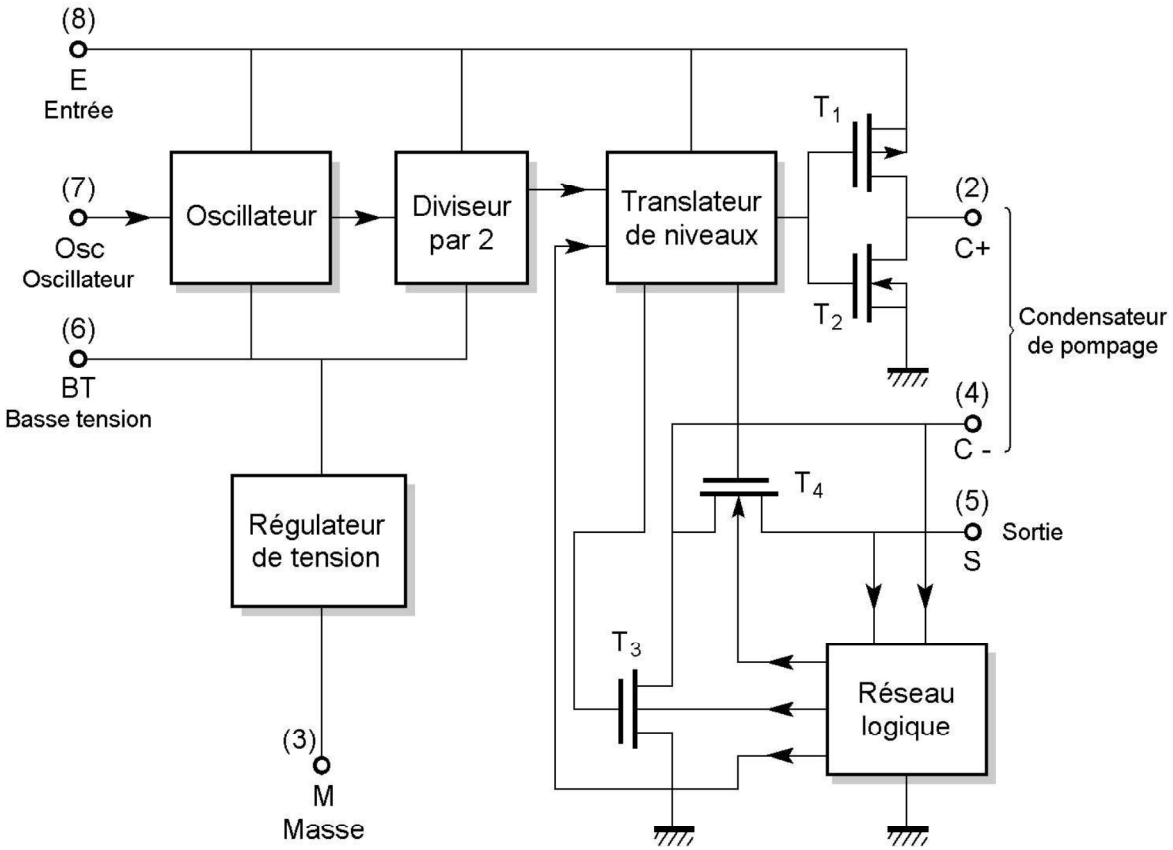


Figure 11.29 – Diagramme fonctionnel du circuit ICL7660.

On y distingue un oscillateur RC associé à un diviseur par 2. Le signal est créé par charges et décharges périodiques d'un condensateur interne dont la capacité est d'environ 10 pF. Le diviseur par 2 permet d'obtenir un rapport cyclique de 50 % (à la fréquence moitié de celle du générateur).

Avec une alimentation de 5 V et à la température de 25°C, la fréquence d'oscillation est de 10 kHz. Cette valeur peut être abaissée par l'adjonction d'un condensateur externe entre la borne 7 (OSC) et l'alimentation. Il est également possible de commander la fréquence par une horloge externe branchée sur cette borne 7.

Un régulateur série permet de réduire la consommation lorsque la tension d'alimentation est élevée. La mise à la masse de la borne 6 (BT : basse tension) supprime l'action du régulateur afin d'obtenir un fonctionnement correct lorsque la tension d'alimentation est faible (moins de 3,5 V). Pour les tensions plus élevées, cette borne ne doit pas être connectée. Le translateur de niveaux permet d'appliquer des tensions adaptées aux grilles des transistors MOS. Le réseau logique détecte les tensions présentes sur les drains et les sources des transistors de sortie afin d'assurer en permanence une polarisation correcte des substrats.

Le composant est dans un boîtier DIP à 8 broches (*figure 11.30*).

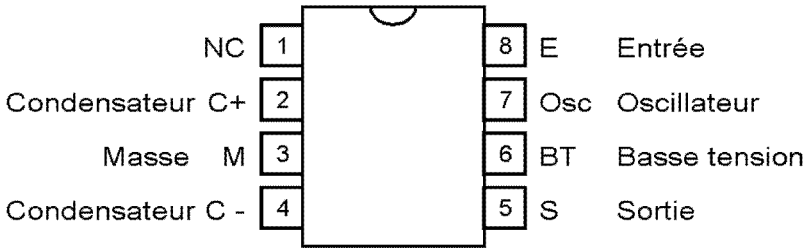


Figure 11.30 – Brochage du circuit intégré ICL7660.

Le fonctionnement est possible pour des tensions d'entrées comprises entre 1,5 V et 10 V et la sortie est protégée contre les courts-circuits. L'efficacité de la conversion de tension peut atteindre 99,9 %, et un rendement de 98 % peut être obtenu pour de faibles courants débités.

Des versions améliorées, compatibles broche à broche avec le circuit précédent, sont aux catalogues de plusieurs fabricants : ICL7660S et ICL7662 chez Intersil, LMC7660 et LMC7669 chez National Semiconductor, LTC1044 chez Linear Technology.

Certains circuits permettent en plus la régulation de la tension de sortie. On peut citer par exemple le modèle LT1054 de Linear Technology. C'est un circuit intégré à base de transistors bipolaires, ce qui permet de disposer de courants de sortie plus élevés que pour les circuits précédents à transistors MOS. Ce composant inclut une source de tension de référence $V_r = 2,5$ V et un amplificateur d'erreur qui permettent de réaliser facilement la régulation du convertisseur. Le brochage est identique à celui des circuits 7660, sauf les bornes 6 et 1 qui sont respectivement la sortie de la source de référence (V_r) et l'entrée de l'amplification d'erreur destinée à la mise en place de la contre-réaction (CR).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

11.4.2 Convertisseur inverseur

Montage de base

L'inverseur est l'application élémentaire du circuit intégré ICL7660 (*figure 11.31*).

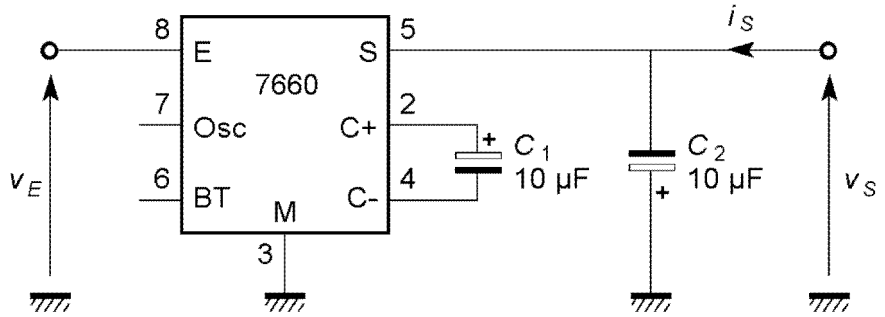


Figure 11.31 – Convertisseur inverseur (schéma de base).

Les performances de ce montage sont bien supérieures à celles du convertisseur à diodes. En particulier, la tension de sortie à vide est pratiquement égale à l'opposé de la tension d'entrée, grâce à l'excellente efficacité de la conversion de tension. En charge, il se produit une chute de tension, ainsi que l'indique la caractéristique de sortie tracée pour une tension d'entrée de 5 V et à la température de 25°C (*figure 11.32*).

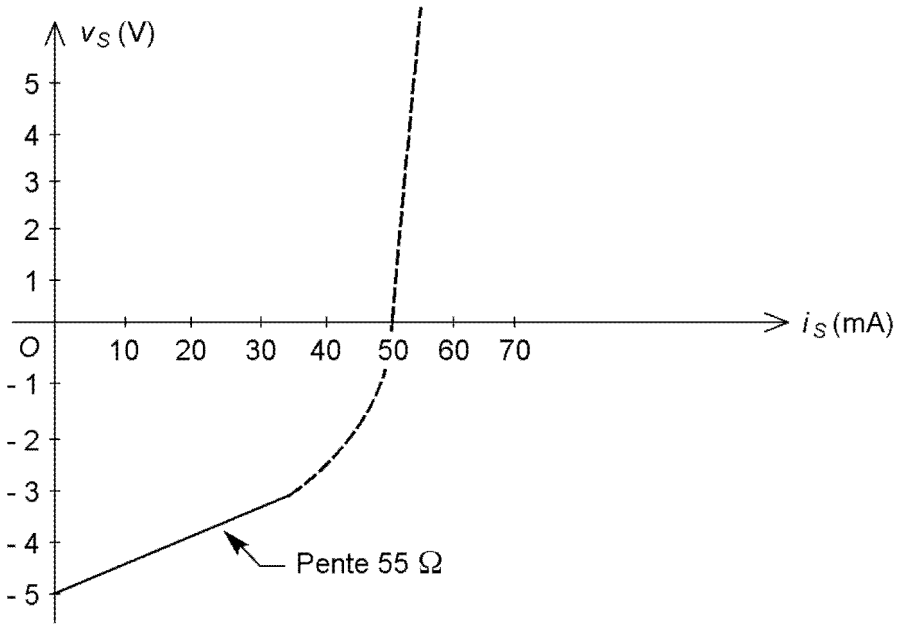


Figure 11.32 – Caractéristique de sortie du convertisseur inverseur.

La résistance de sortie est de 55 Ω. On constate que la caractéristique s'incurve de plus en plus lorsque le courant augmente (partie en tirets), ce qui conduit à une auto-protection contre une dissipation de puissance excessive. La résistance de sortie augmente pour les faibles tensions d'entrée (*figure 11.33*).

Cet inconvénient peut être atténué en court-circuitant le régulateur série interne par la mise à la masse de la borne BT (tensions inférieures à 3,5 V). Pour des

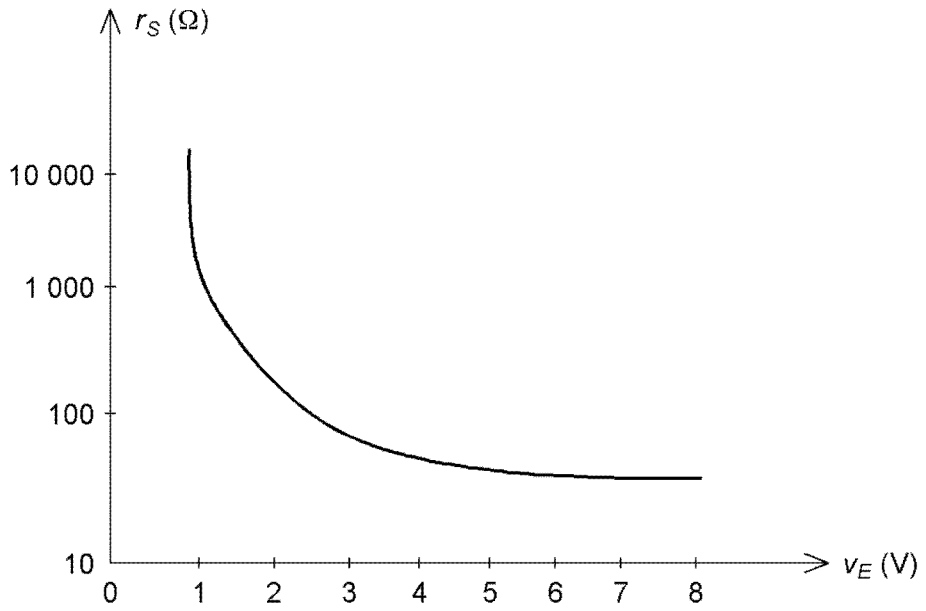


Figure 11.33 – Variations de la résistance de sortie en fonction de la tension d'entrée.

tensions élevées, il est nécessaire d'ajouter une diode externe pour protéger le circuit (*figure 11.34*).

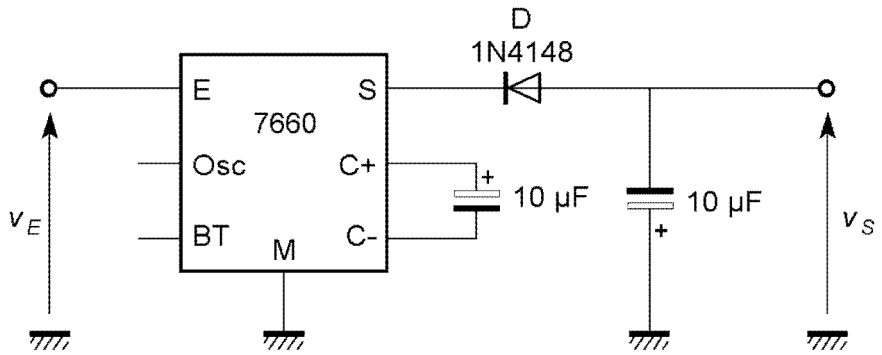


Figure 11.34 – Diode externe nécessaire quand la tension d'entrée excède 6,5 V.

Une chute de tension supplémentaire de 0,6 V apparaît alors. Cette diode, indispensable pour le circuit ICL7660 lorsque la tension d'entrée dépasse 6,5 V, n'est plus requise pour les versions améliorées (ICL7660S, LMC7660...).

Modification de la fréquence de commutation

Pour obtenir la meilleure efficacité possible pour la conversion de tension, il faut abaisser la fréquence des commutations (*figure 11.35*).

Pour cela, on peut ajouter un condensateur externe qui vient en parallèle du condensateur interne de l'oscillateur (*figure 11.36*).

La fréquence obtenue est indiquée par un abaque (*figure 11.37*).

Il est enfin possible de synchroniser le fonctionnement sur une horloge extérieure (*figure 11.38*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

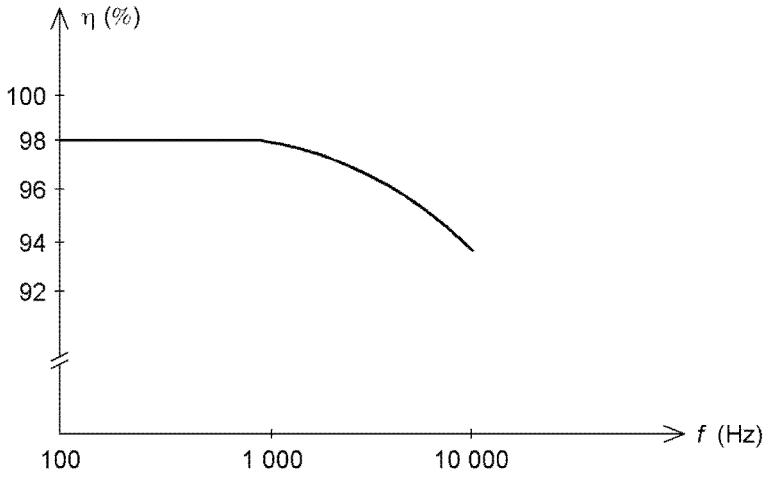


Figure 11.35 – Influence de la fréquence d'oscillation sur le rendement du convertisseur (v_E = 5 V ; i_S = 1 mA).

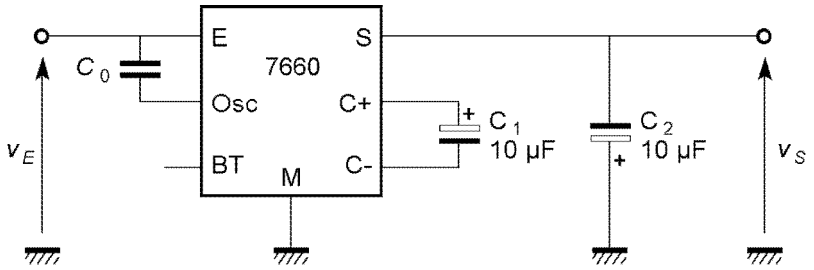


Figure 11.36 – Condensateur permettant de diminuer la fréquence de fonctionnement.

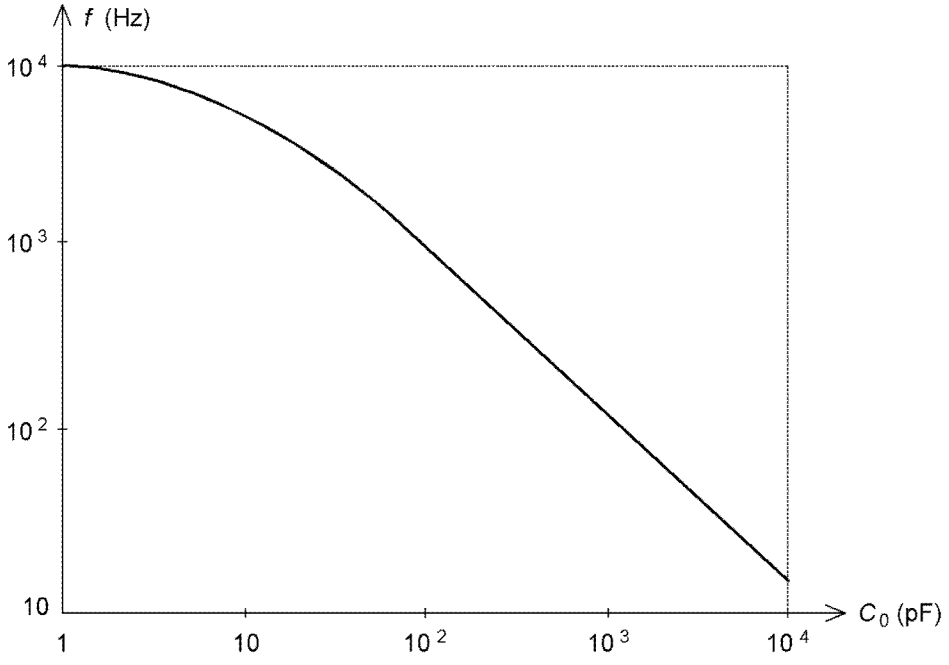


Figure 11.37 – Abaque permettant le choix de la capacité C_0 pour obtenir une fréquence donnée.

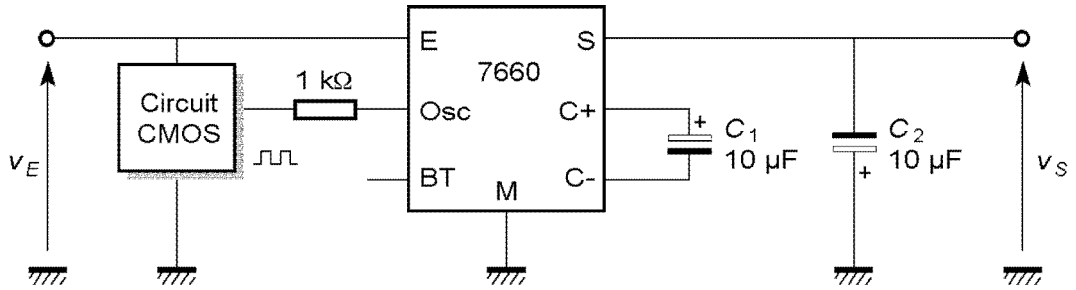


Figure 11.38 – Synchronisation sur une horloge externe.

À cause du diviseur interne, la fréquence de fonctionnement est la moitié de celle de l'horloge.

Circuits en parallèle

Lorsque la chute de tension provoquée par le courant débité est excessive, il est possible de la diminuer en plaçant plusieurs circuits en parallèle (*figure 11.39*).

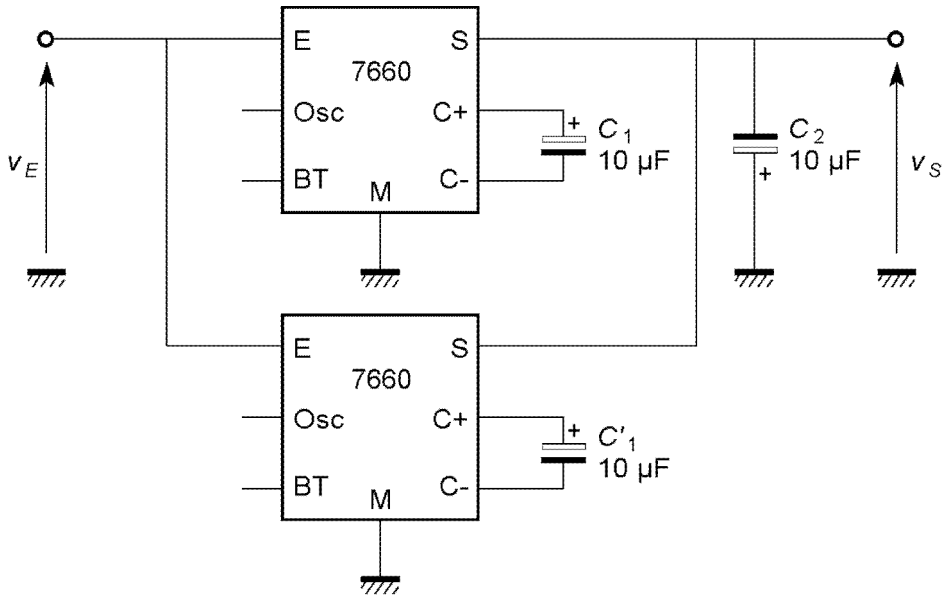


Figure 11.39 – Mise en parallèle des circuits.

Les entrées sont reliées, les condensateurs de pompage sont distincts pour chaque circuit intégré, et les sorties sont connectées ensemble sur un même condensateur réservoir. Puisque les tensions d'entrée sont identiques, les forces électromotrices des générateurs de Thévenin équivalents à la sortie de chaque circuit sont égales. Les résistances internes sont aussi les mêmes. On a donc une association en parallèle de deux générateurs de tension identiques. Le modèle de Thévenin de la sortie de l'ensemble présente la même force électromotrice, mais une résistance divisée par 2 (*figure 11.40*).

La chute de tension en charge sera réduite dans les mêmes proportions. On peut associer plus de deux circuits pour diminuer encore la résistance interne. Ainsi,

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

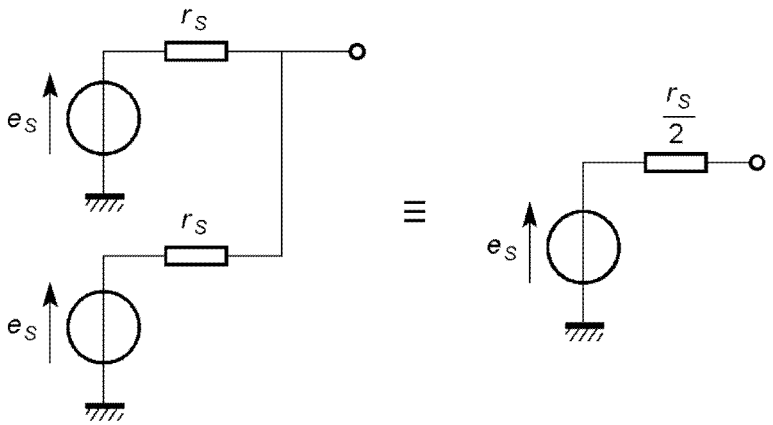


Figure 11.40 – Générateur de Thévenin équivalent à la sortie de deux circuits en parallèle.

pour n voies en parallèle, on obtient une résistance de sortie :

$$r'_s = \frac{r_s}{n}$$

Circuits en cascade

Une autre combinaison intéressante est la mise en cascade, qui permet d'augmenter la valeur absolue de la tension de sortie (*figure 11.41*).

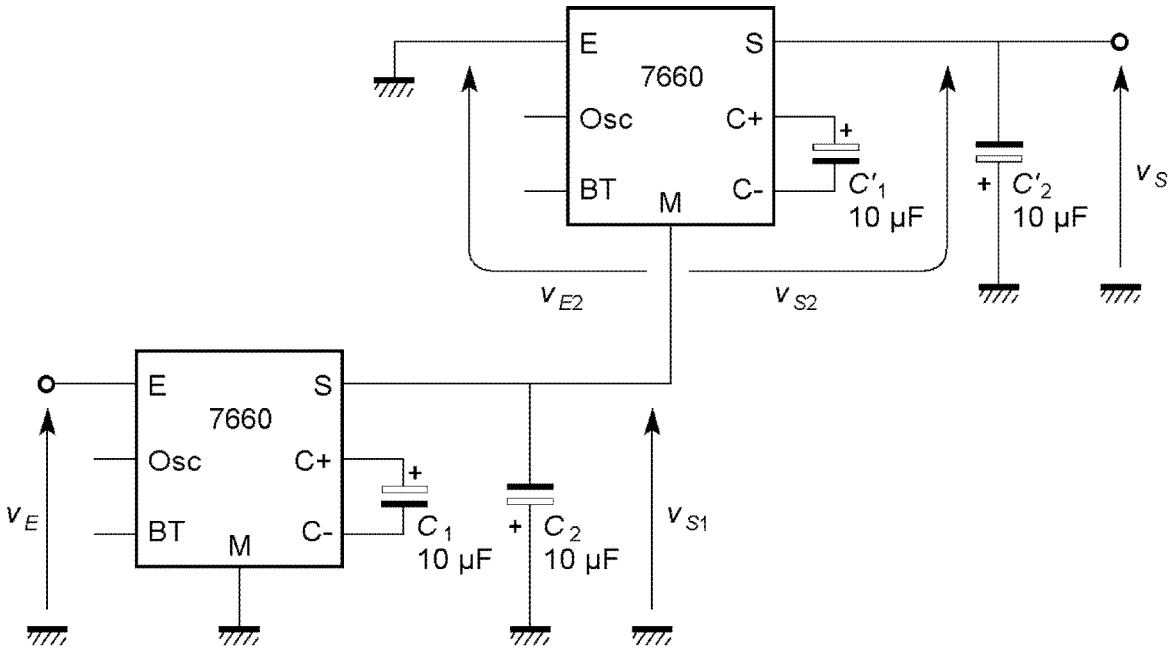


Figure 11.41 – Mise en cascade de deux circuits.

La sortie du premier circuit est reliée à la borne de masse du second, tandis que l'entrée de ce deuxième circuit est mise à la masse. La tension obtenue vaut :

$$v_S = -2v_E$$

La démonstration de ce résultat est immédiate, il suffit d'écrire les quatre relations (voir le schéma) :

$$v_S = v_{S1} + v_{S2}$$
$$v_{S1} = -v_E$$
$$v_{S2} = -v_{E2}$$
$$v_{E2} = -v_{S1}$$

En charge, la chute de tension est supérieure à celle obtenue pour le simple convertisseur. On peut indiquer la circulation des courants dans le montage, en négligeant la consommation propre des circuits (*figure 11.42*).

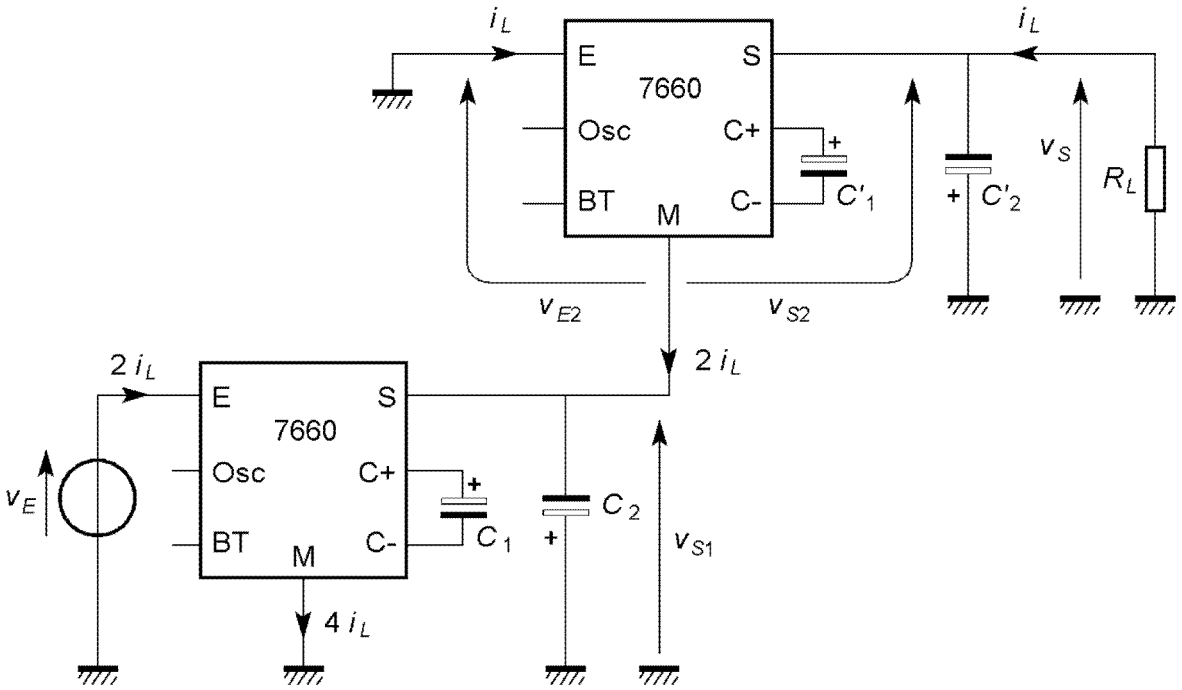


Figure 11.42 – Circulation des courants pour des circuits en cascade.

La tension de sortie du premier étage est :

$$v_{S1} = -v_E + 2r_s i_L$$

Après le second circuit, on obtient :

$$v_{S2} = v_{S1} + r_s i_L = -v_E + 3r_s i_L$$

Finalement, la tension de sortie du montage complet est :

$$v_S = v_{S1} + v_{S2}$$

soit :

$$v_S = -2v_E + 5r_s i_L$$

La résistance de sortie de l'ensemble est donc cinq fois plus grande que celle du convertisseur élémentaire :

$$r'_s = 5r_s$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On peut multiplier le nombre d'étages afin de disposer d'une tension de valeur absolue élevée. Avec n circuits, on a :

$$v_S = -nv_E$$

Cependant, le nombre sera limité par la chute de tension qui devient vite prohibitive. En effet, la généralisation de l'étude de la circulation des courants montre que la résistance de sortie augmente rapidement avec le nombre d'étages.

Régulation

Il est possible de réguler la tension de sortie des convertisseurs à pompe de charge par des composants externes, mais nous avons vu que certains circuits intégrés intègrent les éléments nécessaires. Il suffit d'ajouter un diviseur résistif au schéma de base (*figure 11.43*).

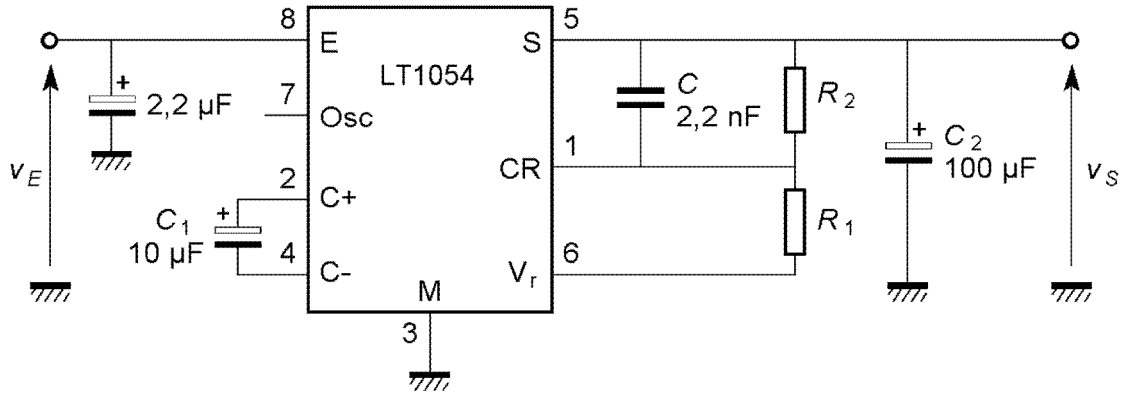


Figure 11.43 – Convertisseur inverseur régulé.

Le constructeur donne la formule nécessaire au choix des composants :

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{|v_S|}{\frac{V_r}{2} - 40\ \text{mV}} + 1$$

Par exemple des résistances $R_1 = 20\ \text{k}\Omega$ et $R_2 = 102\ \text{k}\Omega$ dans une série à 1 % donnent une tension de sortie de -5 V. La valeur de R_1 doit être choisie pour respecter un courant limite de 100 µA dans la source de référence. Le condensateur $C = 2,2$ nF est nécessaire pour obtenir une bonne régulation de charge aux faibles courants. L'entrée doit être découplée par un condensateur de $2,2$ µF. Enfin, le rapport optimal des capacités C_2/C_1 est de 10.

11.4.3 Convertisseur élévateur

Les circuits intégrés de la configuration du 7660 ne permettent pas de réaliser directement un convertisseur élévateur, mais il est possible d'utiliser l'un des interrupteurs internes pour fournir une tension carrée à un convertisseur à diodes tel que ceux étudiés à la section 11.2.3 « Convertisseur élévateur » (*figure 11.44*).

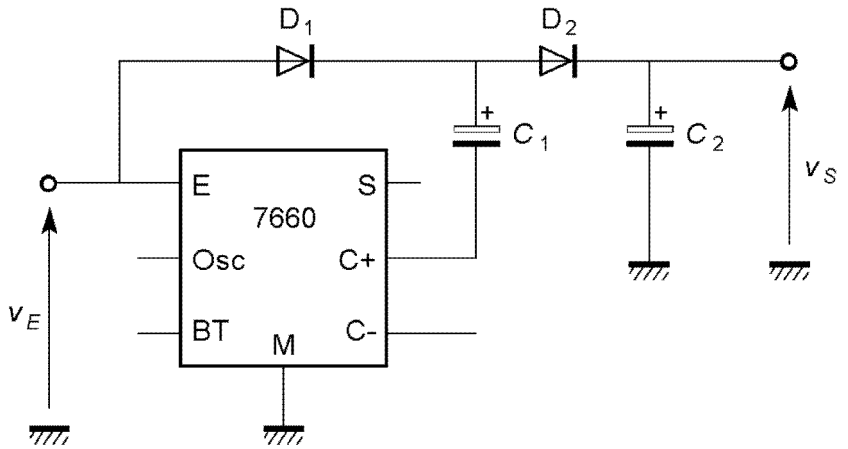


Figure 11.44 – Convertisseur élévateur utilisant des diodes.

La sortie du circuit intégré n'est pas utilisée. Seul l'interrupteur K_1 du schéma de principe du circuit intégré est nécessaire (*figure 11.45*).

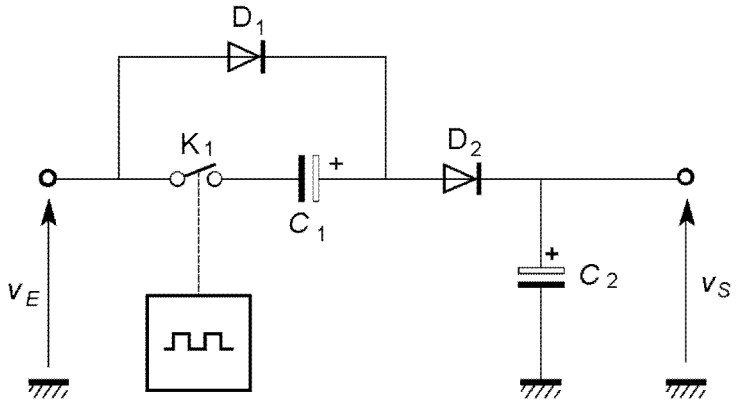


Figure 11.45 – Principe du convertisseur élévateur.

Le fonctionnement est celui du convertisseur à diodes, l'astable étant remplacé par l'interrupteur qui découpe la tension d'entrée. La tension de sortie est un peu inférieure au double de la tension d'entrée. Cette première solution n'est guère rationnelle, car on retrouve les inconvénients propres aux montages à diodes et en particulier les chutes de tension non négligeables aux bornes de ces éléments.

D'autres circuits intégrés ont donc été développés pour assurer la fonction élévateur sans exiger de diodes externes. C'est le cas du LT1026 de Linear Technology, qui contient deux pompes de charges et possède deux sorties, dont les tensions sont opposées et de valeur absolue un peu inférieure au double de la tension d'entrée (*figure 11.46*).

Cette configuration peut être utilisée pour créer des alimentations symétriques pour des montages à amplificateurs opérationnels ou pour alimenter un circuit de commande de liaison RS232 à partir d'une source de tension 5 V. Les circuits spécialisés pour les liaisons RS232 comme le MAX232 de Maxim intègrent des convertisseurs de tension à pompes de charges.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

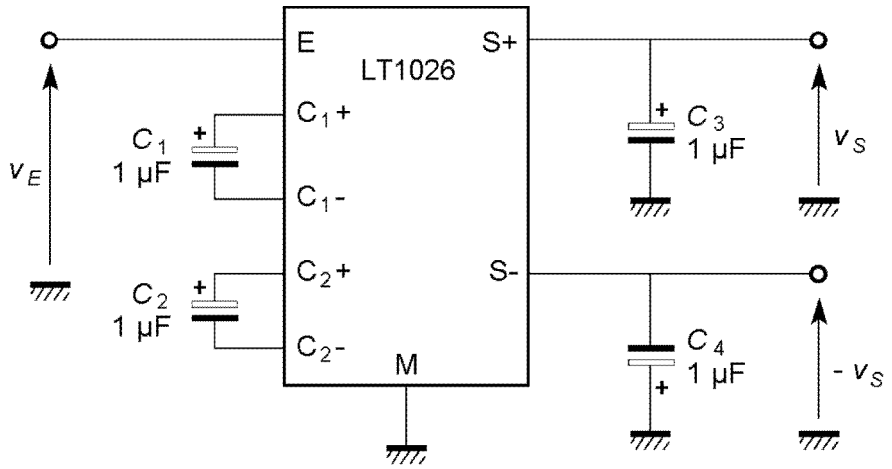


Figure 11.46 – Convertisseur élévateur à sorties opposées.

11.4.4 Choix des condensateurs

Les schémas d'application des constructeurs préconisent en général des valeurs de capacités pour les condensateurs de pompage et de stockage. Ce ne sont toutefois que des indications et des choix différents peuvent être faits. La réduction des capacités est possible, mais entraîne une dégradation des performances du circuit. L'augmentation des capacités permet de diminuer l'ondulation de la tension ainsi que la résistance de sortie.

Toutefois, il est indispensable de faire appel à des modèles de condensateurs à faible résistance série, particulièrement pour le pompage. Des condensateurs au tantale ou certains modèles de condensateurs à l'aluminium peuvent convenir. Le coût des condensateurs au tantale de forte capacité étant important, on remplace parfois ceux-ci par l'association en parallèle d'un condensateur à l'aluminium de capacité élevée et d'un condensateur au tantale de faible capacité pour bénéficier d'un équivalent à faible résistance série. Dans les réalisations miniaturisées des appareils portables, on utilise des condensateurs au tantale à montage en surface, qui présentent une très faible résistance série.

11.5 Pompe de charge de Dickson

La réalisation intégrée d'une pompe de charge à plusieurs étages a été présentée par Dickson en 1976[1]. Ce dispositif est couramment utilisé pour l'écriture et l'effacement des mémoires *flash* et des EEPROM qui requièrent une tension supérieure à la tension d'alimentation. Une autre application en plein développement est la récolte d'énergie (*energy harvesting*) qui permet d'exploiter les petites sources d'énergie diffuses présentes dans notre environnement. En effet, l'énergie

[1] John F. DICKSON, « On-chip high voltage generation in NMOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique », *IEEE J. Solid-State Circuits*, Vol. 11, p. 374-378, 1976.

électrique est alors produite sous une très faible tension, insuffisante pour alimenter des circuits électroniques. La pompe de charge de Dickson est une solution pour augmenter considérablement cette tension afin de la rendre utilisable.

La pompe de charge de Dickson est constituée de *n* cellules de pompage identiques comportant chacune une diode et un condensateur et d'un étage de sortie (*figure 11.47*).

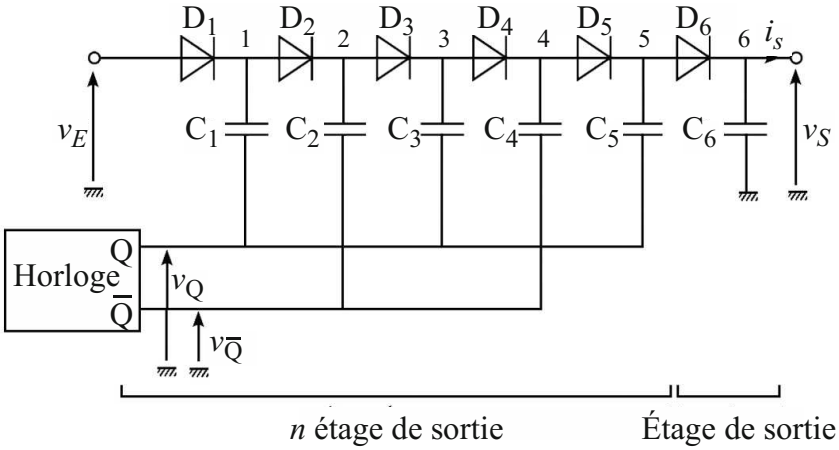


Figure 11.47 – Pompe de charge de Dickson à cinq étages de pompage.

Les capacités des *n* condensateurs de pompage sont identiques :

$$C_1 = C_2 = \cdots = C$$

La capacité C_f du condensateur de sortie peut être plus élevée afin de limiter l'ondulation de la tension obtenue.

Pour convertir une tension continue v_E en une tension continue plus élevée v_S, la pompe de charge de Dickson a besoin de deux signaux d'horloge complémentaires v_Q et $v_{\overline{Q}}$ de niveaux 0 et v_E et de fréquence f (*figure 11.48*).

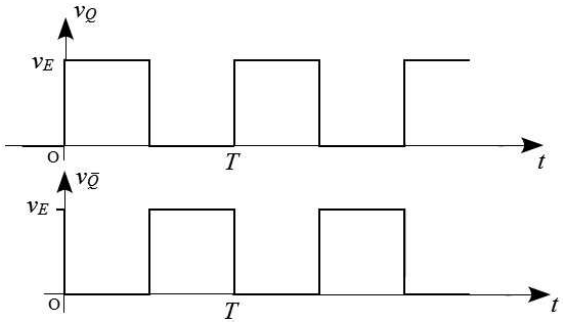


Figure 11.48 – Signaux d'horloge complémentaires.

À la différence des montages précédents, l'horloge ne sert pas à commuter des interrupteurs, mais à décaler périodiquement le potentiel de l'une des plaques des condensateurs. Une charge est transférée d'un condensateur au suivant au rythme de l'horloge.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

En régime permanent, les transferts de charge entre les différents étages font évoluer les tensions $v_1, \ldots, v_n$ présentes à leurs sorties 1, 2, …, n (*figure 11.49*).

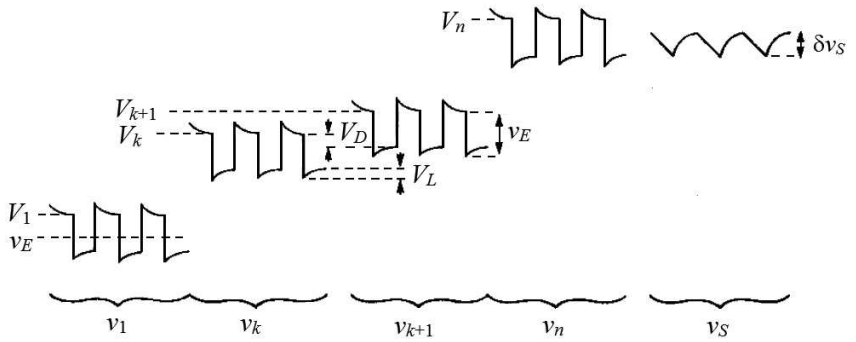


Figure 11.49 – Tensions présentes aux sorties des différents étages.

La différence entre les valeurs des tensions de sortie de deux étages consécutifs numérotés k et $k + 1$ à la fin de chaque cycle de pompage est :

$$V_{k+1} - V_k = V_H - V_D - V_L$$

où V_H est la variation de tension due au couplage capacitif de l'horloge, V_D la tension aux bornes d'une diode passante et V_L la variation de tension due à la présence du courant de sortie i_S.

Les capacités des condensateurs utilisés étant relativement faibles, il faut prendre en compte la capacité parasite C_p entre chaque sortie d'étage et la masse. La variation de tension due au couplage capacitif de l'horloge est alors :

$$V_H = \frac{C}{C + C_p} v_E$$

Comme la charge pompée par chaque diode par période d'horloge est $(C + C_p)V_L$, l'intensité du courant de sortie s'exprime par :

$$i_S = f\,(C + C_p)\,V_L$$

Nous obtenons ainsi :

$$V_{k+1} - V_k = \frac{C}{C + C_p} v_E - V_D - \frac{i_S}{f\,(C + C_p)}$$

soit, pour les n étages :

$$V_n - v_E = n \left[\frac{C}{C + C_p} v_E - V_D - \frac{i_S}{f\,(C + C_p)} \right]$$

Grâce au condensateur de l'étage de sortie, la tension v_S est pratiquement continue et sa valeur est décalée de la tension aux bornes de la diode D par rapport à V_n :

$$v_S = v_E + n \left(\frac{C}{C + C_p} v_E - V_D - \frac{i_S}{f\,(C + C_p)} \right) - V_D$$

La formule peut se simplifier quand l'effet des capacités parasites est négligeable (c'est-à-dire si la capacité des condensateurs n'est pas trop faible) :

$$v_S = v_E + n\left(v_E - V_D - \frac{i_S}{fC}\right) - V_D$$

Une autre simplification apparaît quand on peut considérer les diodes comme idéales (si la tension d'entrée n'est pas trop basse) :

$$v_S = v_E + n\left(v_E - \frac{i_S}{fC}\right)$$

Les pompes de charge de Dickson sont en général intégrées et les diodes sont alors des transistors MOS montés en diodes (*figure 11.50*).

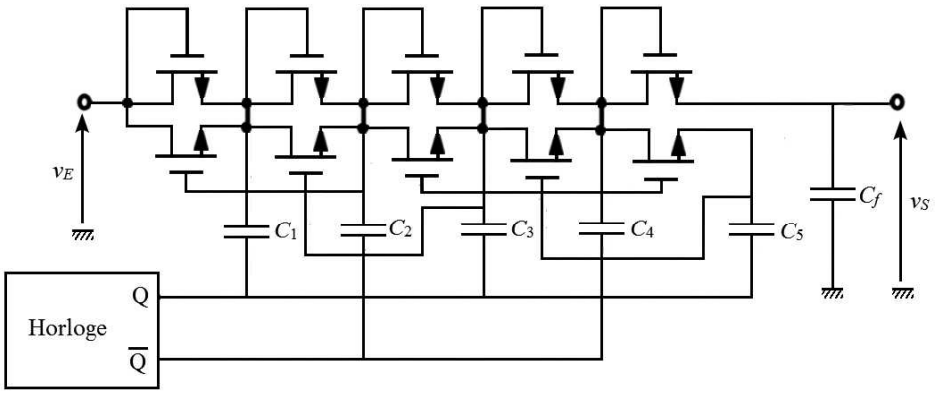


Figure 11.50 – Pompe de charge de Dickson à base de transistors MOS.

Il existe cependant aussi des circuits en composants discrets qui font appel à des diodes Schottky pour limiter la chute de tension.

De nombreuses variantes de ce montage ont été proposées dans le but d'améliorer ses performances.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 12

REDRESSEURS ÉLÉVATEURS DE TENSION

Les redresseurs élévateurs de tension permettent de réaliser facilement des générateurs de tensions continues élevées lorsque le débit est faible. Ces montages ne font appel qu'à des diodes et des condensateurs et sont branchés sur le secteur ou sur une autre source de tension alternative.

12.1 Généralités

12.1.1 Définition

Un redresseur élévateur de tension (appelé souvent simplement multiplicateur de tension) est un circuit qui convertit une tension alternative en tension continue dont la valeur est supérieure à l'amplitude de la tension alternative.

12.1.2 Grandeurs caractéristiques

Quand le montage est à vide, la tension continue u obtenue est à peu près multiple de l'amplitude V_M de la tension d'entrée :

$$u = NV_M$$

La tension en charge est un peu inférieure à la tension à vide et elle est ondulée : elle évolue entre un minimum U_m et un maximum U_M. On définit la chute de tension Δu et la valeur crête à crête δu de l'ondulation (*figure 12.1*) :

$$\Delta u = NV_M - U_M$$
$$\delta u = U_M - U_m$$

REMARQUE

Le symbole δ utilisé ici n'a pas la signification de variation infinitésimale comme dans d'autres contextes, mais celle de variation à la place du symbole Δ qui est déjà utilisé. Nous avons conservé cette notation, traditionnelle dans ce domaine, malgré la petite ambiguïté qui peut en résulter.

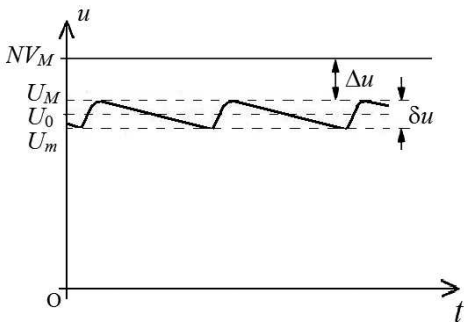


Figure 12.1 – Caractéristiques de la tension de sortie d'un redresseur élévateur de tension.

12.1.3 Terminologie

Le circuit est appelé doubleur quand $N = 2$, tripleur quand $N = 3$ et quadrupleur quand $N = 4$.

12.1.4 Ordres de grandeur

Dans quelques applications, la tension d'entrée est issue du secteur, en général après un transformateur : la fréquence est alors de 50 Hz. La tension obtenue est dans ce cas de quelques dizaines ou centaines de volts. Les capacités des condensateurs utilisés sont de quelques microfarads à quelques centaines de microfarads.

Cependant, la plupart des applications sont dans le domaine de la haute ou de la très haute tension. Les fréquences sont souvent de l'ordre de dizaines ou centaines de kilohertz, ce qui permet d'obtenir des performances satisfaisantes avec un dimensionnement raisonnable des composants. Les courants de sortie vont habituellement des micro-ampères aux dizaines de milliampères. Les capacités des condensateurs utilisés sont de quelques centaines de picofarads à quelques dizaines de nanofarads. Leur tension de service doit être suffisamment élevée, ce qui exige le choix de modèles spécifiques.

Les redresseurs élévateurs sont également utilisés dans d'autres domaines où la fréquence est beaucoup plus élevée. Les tensions ne dépassent pas alors quelques volts.

12.1.5 Applications

Les redresseurs élévateurs de tension sont utilisés dans de nombreux domaines où une haute ou très haute tension est nécessaire. Un exemple traditionnel est l'alimentation des tubes cathodiques des téléviseurs, des oscilloscopes ou des écrans de radar. Les tensions sont de l'ordre de quelques kilovolts à quelques dizaines de kilovolts. Le domaine des accélérateurs de particules fait également usage des multiplicateurs de tension comme préaccélérateurs. Les tensions sont de plusieurs centaines de kilovolts. Les redresseurs élévateurs de tension se trouvent aussi dans les microscopes électroniques ou dans l'irradiation industrielle. Ils servent de générateur pour la projection électrostatique (peinture, poudrage, émaillage) avec

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

des tensions de quelques dizaines de kilovolts et des courants de centaines de micro-ampères. L'alimentation des systèmes à rayons X, les afficheurs, les lasers, les photocopieurs ou encore les défibrillateurs peuvent faire appel à cette technique. Citons, pour terminer, les ioniseurs qui sont censés améliorer la qualité de l'air.

Dans le domaine des tensions plus basses, un doubleur ou un tripleur est parfois utilisé comme solution d'appoint en vue d'obtenir une tension continue à partir d'un transformateur déjà existant dans l'appareil et dont la tension au secondaire est insuffisante pour fournir la tension désirée par un simple redressement.

Dans un tout autre domaine, les étiquettes d'identification par radiofréquence (RFID, *radio frequency identification*) peuvent utiliser un redresseur élévateur pour convertir le signal radiofréquence en provenance de l'antenne en une tension d'alimentation. En effet, sur les puces UHF, la tension aux bornes de l'antenne est très faible lorsque la distance entre le lecteur et l'étiquette dépasse quelques mètres.

12.2 Redresseurs doubleurs de tension

12.2.1 Doubleur de Schenkel

Le doubleur de Schenkel[1], appelé aussi doubleur de Villard, se compose de deux diodes et deux condensateurs (*figure 12.2*).

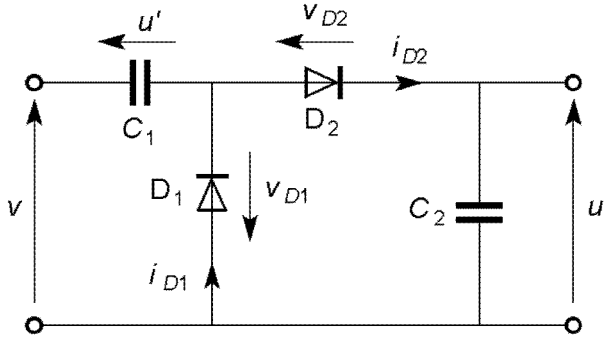


Figure 12.2 – Doubleur de Schenkel.

Fonctionnement à vide

Considérons tout d'abord le montage à vide et supposons que la mise sous tension s'effectue à un instant où la tension sinusoïdale appliquée à l'entrée passe par 0 en croissant. L'origine des temps étant fixée à ce moment, nous avons :

$$v = V_M \sin \omega t$$

[1]Moritz SCHENKEL, « Eine neue Schaltung für die Erzeugung hoher Gleichspannungen », *Elektrotechnische Zeitschrift*, Vol. 40, n° 28, p. 333-334, 1919.

Choisissons deux condensateurs de même capacité :

$$C_1 = C_2 = C$$

Dans le domaine des tensions élevées, le modèle de la diode idéale est utilisable car la différence de potentiel entre anode et cathode d'une diode passante est parfaitement négligeable devant les autres tensions du montage.

Dans une première phase, la tension v est positive et croissante. La diode D_1 est bloquée tandis que D_2 est passante. Les condensateurs C_1 et C_2 se trouvent connectés en série (*figure 12.3*).

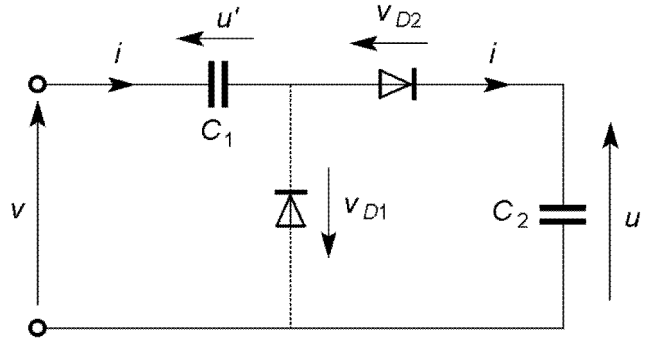


Figure 12.3 – Cas D_1 bloquée et D_2 passante.

Ces deux éléments se chargent progressivement. Comme les capacités sont identiques nous avons :

$$u = u' = \frac{v}{2}$$

Le courant dans la maille s'écrit :

$$i = \frac{C}{2}\frac{\mathrm{d}v}{\mathrm{d}t}$$

La diode D_2 reste passante tant que le courant est positif, c'est-à-dire tant que la tension v est croissante. Les deux condensateurs se chargent ainsi jusqu'à la moitié de l'amplitude V_M de v. Pendant toute cette phase, la tension v_{D2} est restée nulle (diode passante) tandis que la tension v_{D1} a suivi les variations de la tension de sortie :

$$v_{D1} = -u$$

Lorsque v atteint son maximum V_M, la diode D_2 se bloque (le courant ne peut pas devenir négatif). Une deuxième phase du fonctionnement commence. La diode D_1 reste bloquée puisqu'elle est polarisée en inverse. Il n'y a aucun courant dans le circuit et les tensions aux bornes des condensateurs restent constantes :

$$u = u' = \frac{V_M}{2}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Les tensions aux bornes des diodes s'écrivent :

$$v_{D1} = u' - v$$
$$v_{D2} = v - u' - u$$

Les diodes restent bloquées tant que ces tensions sont négatives. Comme v décroît, la tension v_{D1} s'annule lorsque v atteint la valeur de u', soit $V_M/2$. À ce moment, D_1 devient passante et une troisième phase commence. D_2 reste bloquée puisqu'elle est polarisée en inverse. Le condensateur C_1 se charge (*figure 12.4*).

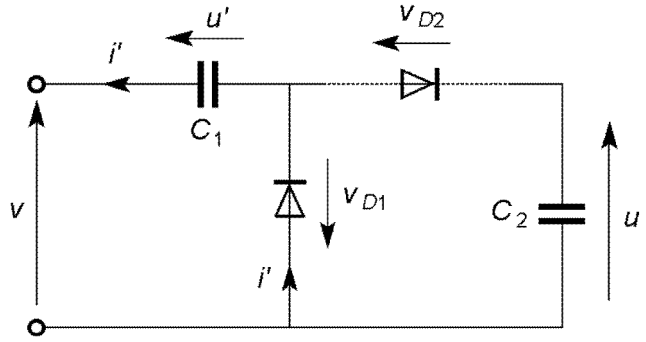


Figure 12.4 – Cas D_1 passante et D_2 bloquée.

Les tensions aux bornes des condensateurs sont :

$$u' = v$$
$$u = \frac{V_M}{2}$$

Les tensions aux bornes des diodes sont :

$$v_{D1} = 0$$
$$v_{D2} = -u$$

Le courant dans le circuit est :

$$i' = -C\frac{dv}{dt}$$

La diode D_1 reste passante tant que ce courant est positif, ce qui exige que la tension d'entrée soit décroissante. Au moment où v atteint son minimum $-V_M$, D_1 se bloque et une quatrième phase commence. Les tensions aux bornes des condensateurs valent :

$$u' = -V_M \qquad u = \frac{V_M}{2}$$

Les tensions aux bornes des diodes s'écrivent :

$$v_{D1} = u' - v \qquad v_{D2} = v - u' - u$$

La diode D_2 se débloque quand v_{D2} atteint la valeur de $u + u'$, soit :

$$v = -\frac{V_M}{2}$$

Une phase analogue à la première recommence. Seules les conditions initiales de charge des condensateurs sont différentes. Nous voyons donc se succéder des séquences de quatre phases au cours desquelles la tension de sortie progresse régulièrement (*figure 12.5*).

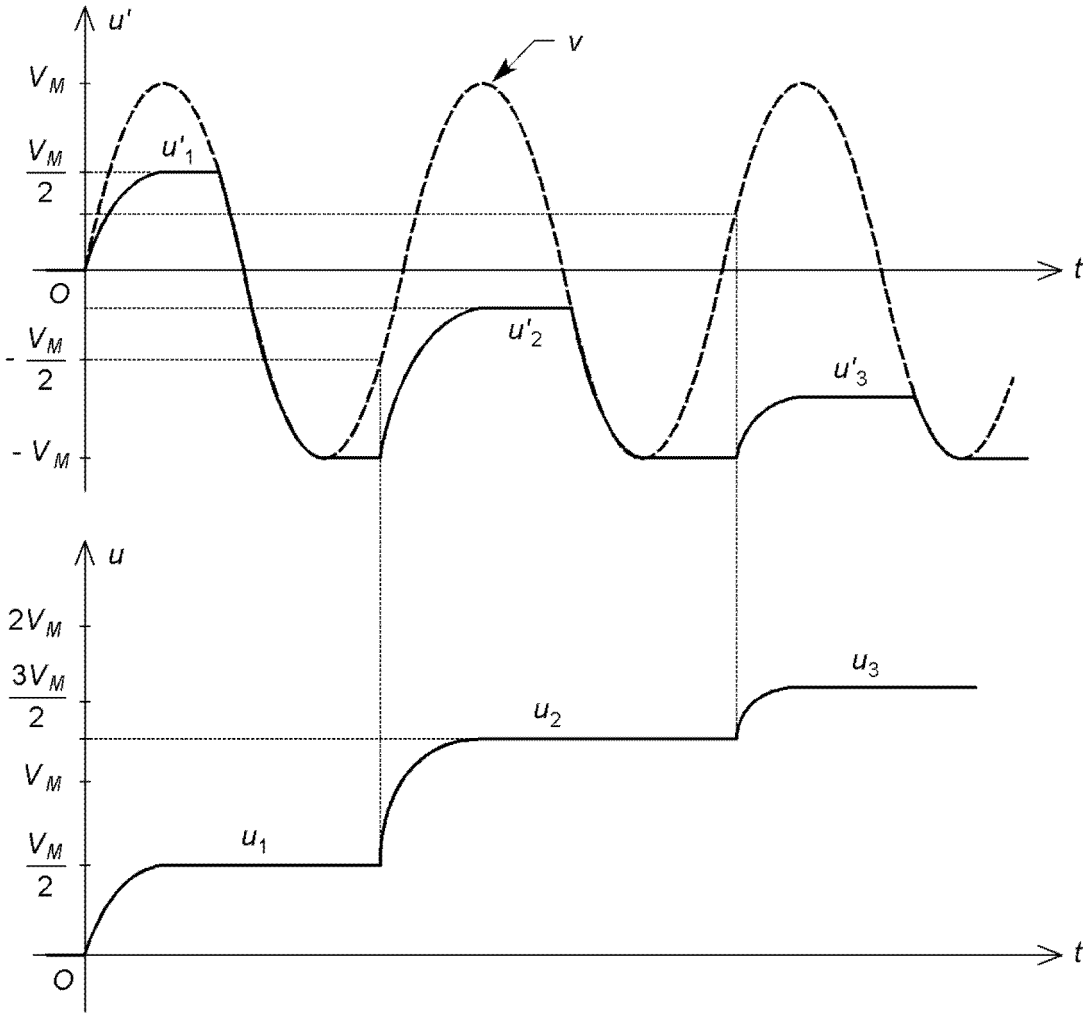


Figure 12.5 – Courbes des tensions en régime transitoire pour le doubleur à vide.

Nous obtenons une suite de niveaux constants : $u_1, u_2, u_3, \ldots$ pour la tension u et une autre suite $u'_1, u'_2, u'_3, \ldots$ pour la tension u'. Ces valeurs sont liées entre elles. Dans les phases où D_2 est passante et D_1 bloquée, nous avons :

$$C_1 \frac{du'}{dt} = C_2 \frac{du}{dt}$$

donc :

$$u = u' + k$$

La différence des tensions aux bornes des deux condensateurs est ainsi constante lors de ces phases. Une première relation est obtenue en considérant le début et la fin d'une telle phase :

$$u_n - u'_n = u_{n-1} + V_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Une seconde relation est donnée par la condition de fin de ces phases : la tension d'entrée v atteint son maximum V_M. Comme v est la somme des tensions aux bornes des condensateurs (puisque v_{D2} est nulle), nous pouvons écrire :

$$u_n + u'_n = V_M$$

La somme et la différence des deux équations précédentes fournissent une relation de récurrence pour la suite (u_n) des valeurs constantes de la tension u et une relation entre u_{n-1} et u'_n :

$$u_n = \frac{1}{2}u_{n-1} + V_M$$
$$u'_n = -\frac{1}{2}u_{n-1}$$

La suite (u_n) est parfaitement définie par la relation de récurrence et le premier terme :

$$u_1 = \frac{V_M}{2}$$

Explicitons quelques termes de la suite :

$$u_2 = \frac{V_M}{4} + V_M$$
$$u_3 = \frac{V_M}{8} + \frac{V_M}{2} + V_M$$
$$u_4 = \frac{V_M}{16} + \frac{V_M}{4} + \frac{V_M}{2} + V_M$$
$$\ldots$$

Le terme général est donc :

$$u_n = V_M \sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{2^{k-1}} + \frac{V_M}{2^n}$$

Nous avons à effectuer la somme des termes d'une progression géométrique de raison $1/2$:

$$\sum_{k=1}^{n-1} \frac{1}{2^{k-1}} = \frac{1 - \dfrac{1}{2^{n-1}}}{1 - \dfrac{1}{2}}$$

Cela donne :

$$u_n = V_M \left(2 - \frac{2}{2^{n-1}}\right) + \frac{V_M}{2^n} = V_M \left(2 - \frac{3}{2^n}\right)$$

Cette suite est convergente et sa limite est :

$$\lim u_n = 2V_M$$

Donc, au bout d'une durée suffisante, le doubleur atteint son régime permanent avec comme tensions aux bornes des condensateurs :

$$u = 2V_M \qquad u' = -V_M$$

Pour les diodes, nous avons :

$$v_{D1} = -V_M (\sin \omega t + 1)$$
$$v_{D2} = V_M (\sin \omega t - 1)$$

Chaque élément redresseur doit donc supporter une tension inverse égale à $2V_M$. Nous pouvons alors donner les représentations graphiques des diverses tensions (*figure 12.6*).

REMARQUE

Le choix des conditions de départ est tout à fait arbitraire. Il y a peu de chances que dans la réalité la mise sous tension s'effectue à un moment où la sinusoïde passe par 0. Toutefois, l'étude du régime transitoire serait similaire quelles que soient les conditions initiales et surtout, le résultat obtenu pour le régime permanent est toujours valable.

Lorsque les tensions sont faibles (quelques volts ou dizaines de volts), le modèle de la diode idéale n'est plus valable. Il faut alors tenir compte de la tension V_D aux bornes d'une diode passante (de l'ordre de 0,7 V) :

$$u = 2 (V_M - V_D)$$

Ce phénomène est nuisible : la tension continue de sortie est réduite et le rendement du montage se détériore. Pour diminuer cet effet, il est possible de remplacer les diodes ordinaires par des diodes Schottky ou des transistors MOS montés en diodes.

Fonctionnement en charge

Jusqu'à présent, nous avons considéré que le doubleur ne débitait aucun courant. Lorsqu'une charge est branchée en sortie, le fonctionnement est un peu modifié. En ne considérant que le régime permanent, nous pouvons tracer l'évolution de la tension de sortie et des courants dans les diodes en fonction du temps (*figure 12.7*).

Lorsque la diode D_2 est bloquée, le condensateur C_2 fournit l'énergie nécessaire à la charge. La tension u décroît donc exponentiellement si la charge est résistive. Toutefois, la constante de temps du circuit étant toujours assez grande devant la période du signal, cette décharge est pratiquement linéaire. Le condensateur C_2 se recharge une fois par période par une brève conduction de D_2. Cette phase correspond à une répartition des charges entre C_1 et C_2. De ce fait, C_1 doit se recharger également une fois par période par la conduction de D_1.

Les diodes sont passantes pendant une durée assez brève et il en résulte un courant de crête répétitif important. La fréquence de l'ondulation de la tension de sortie

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

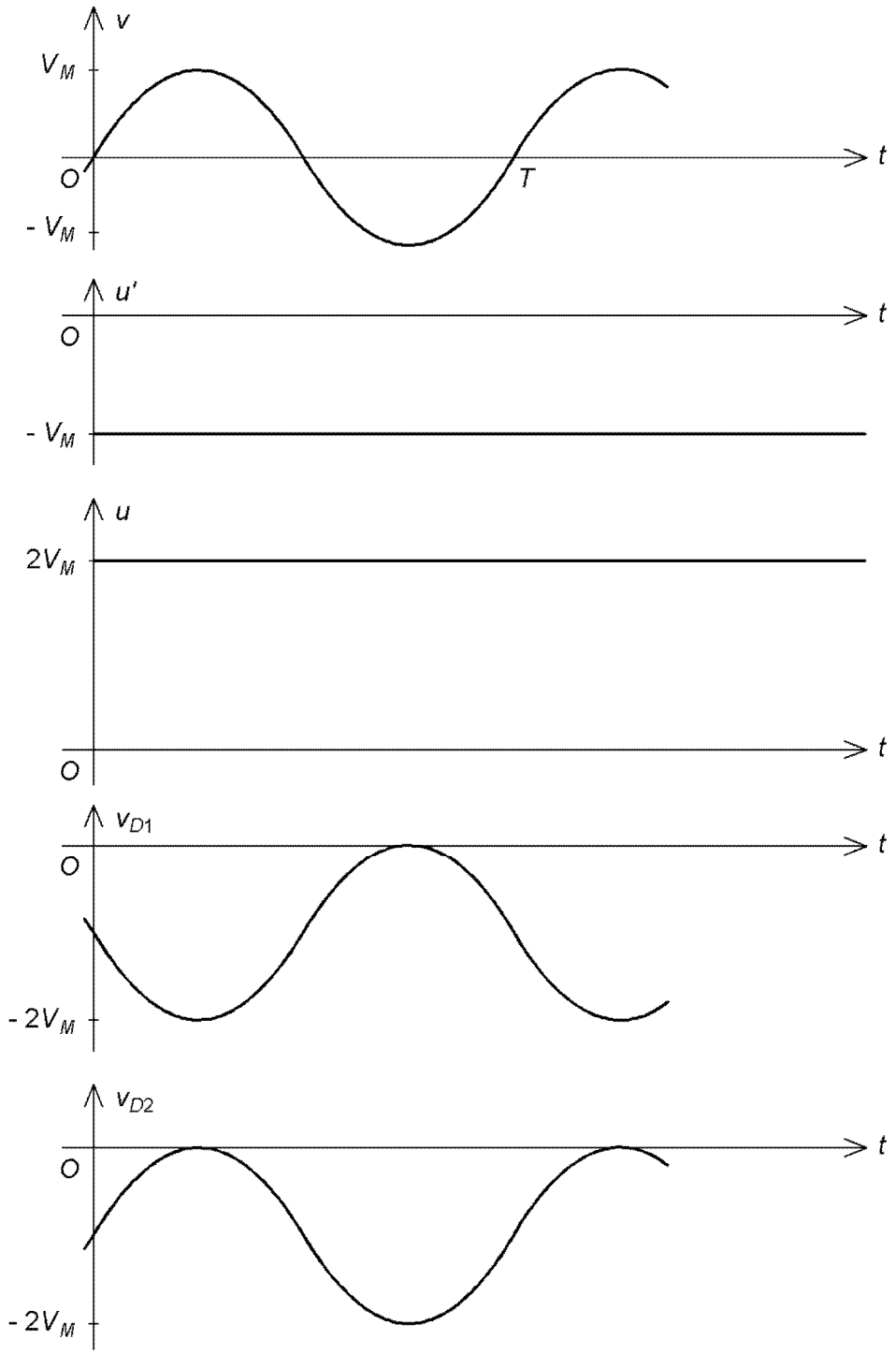


Figure 12.6 – Courbes des tensions en régime permanent pour le doubleur à vide.

est égale à la fréquence de la source d'entrée. La valeur de C_2 va imposer la chute de tension et l'ondulation présente en sortie, pour un courant donné.

En considérant que la décharge du condensateur est linéaire et que la durée de conduction de D_2 est négligeable devant sa durée de blocage, l'ondulation crête à crête de la tension de sortie est :

$$\delta u = \frac{IT}{C_2} = \frac{I}{C_2 f}$$

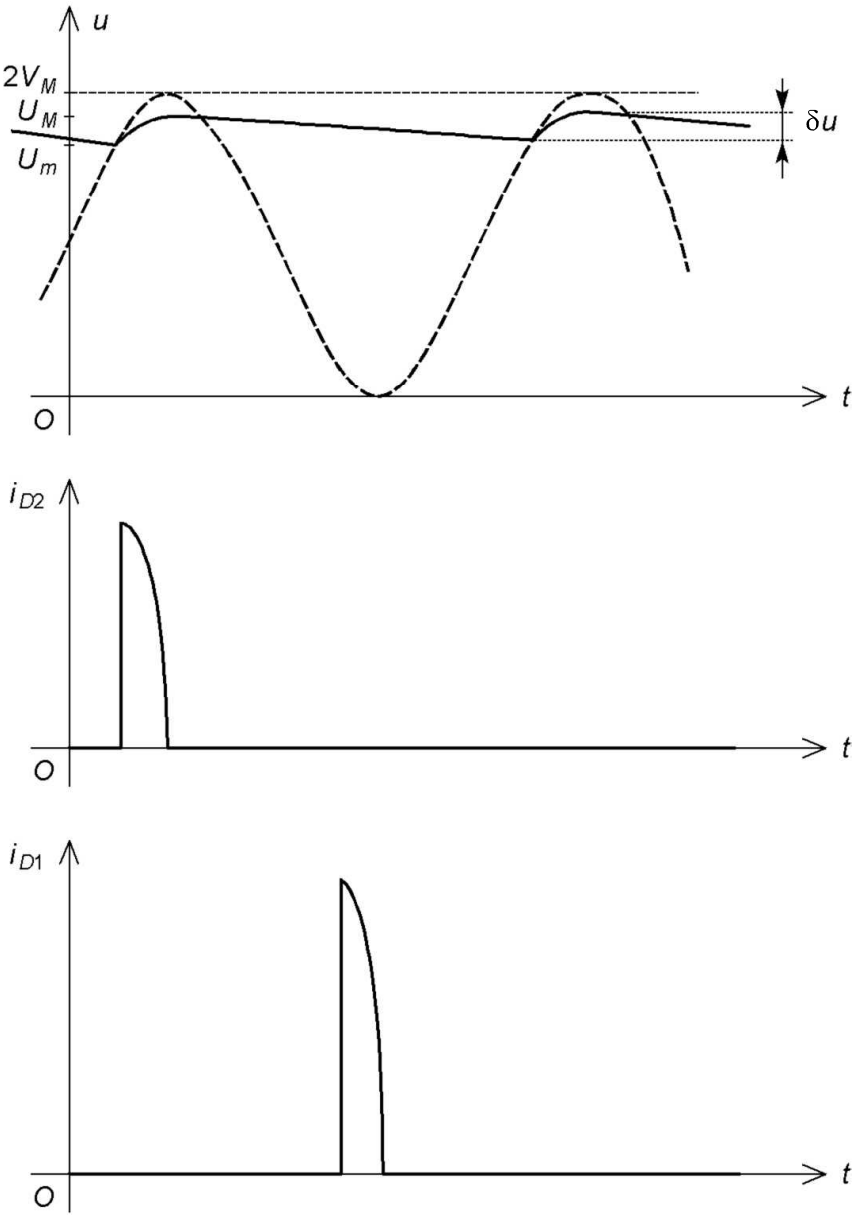


Figure 12.7 – Comportement en charge du doubleur (avec $C_1 = C_2$).

où I est le courant (constant) débité dans l'utilisation.

À chaque période, le condensateur C_1 remplace la quantité de charge q perdue par C_2 pour alimenter le circuit d'utilisation. Il en résulte une chute de tension :

$$\Delta u = \frac{q}{C_1} = \frac{I}{C_1 f}$$

Le maximum U_M et le minimum U_m de la tension de sortie sont donc :

$$U_M = 2V_M - \frac{I}{C_1 f}$$

$$U_m = 2V_M - \frac{I}{C_1 f} - \frac{I}{C_2 f}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Si l'on souhaite que le maximum de tension soit le plus proche possible de $2V_M$, il faut choisir une capacité C_1 nettement plus grande que C_2. Ainsi, lors du partage des charges, la majeure partie de la tension se retrouvera aux bornes du condensateur C_2, donc en sortie (*figure 12.8*).

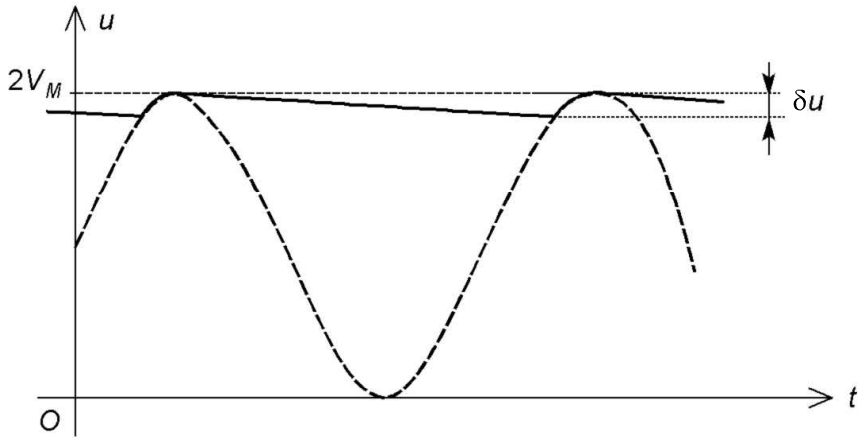


Figure 12.8 – Diminution de la chute de tension obtenue avec $C_1 \gg C_2$.

Surintensité à la mise sous tension

Si la mise sous tension ne se produit pas à un instant de passage à zéro de la sinusoïde, il apparaît un pic de courant important. En effet, les condensateurs étant initialement déchargés, on applique à leurs bornes une discontinuité de tension. Il en résulte un courant impulsionnel.

En pratique, l'intensité est limitée par les résistances parasites du circuit : résistance interne du générateur appliqué à l'entrée et résistance dynamique des diodes qui peuvent être regroupées sous une résistance totale ρ (*figure 12.9*).

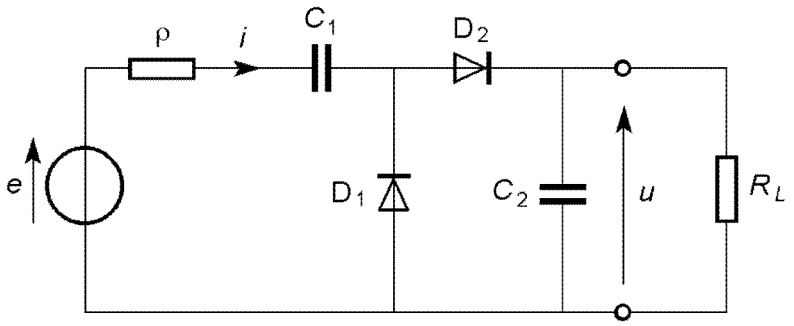


Figure 12.9 – Résistance limitant la surintensité initiale.

La surintensité initiale vaut :

$$i = \frac{e}{\rho}$$

Le cas le plus défavorable se produit lorsque la mise sous tension se fait lors d'un sommet de la sinusoïde :

$$I_{max} = \frac{E_M}{\rho}$$

Les diodes doivent avoir un courant de surcharge non répétitif I_{FSM} supérieur à ce maximum. Le résultat est valable pour les deux diodes puisque suivant la polarité de la tension initiale, c'est D_1 ou D_2 qui devient passante. Si la surintensité est excessive, on augmente artificiellement la résistance du circuit. Les diodes étant choisies, il faut assurer, avec une bonne marge de sécurité, la condition :

$$\rho > \frac{E_M}{I_{FSM}}$$

On ajoute donc une résistance dont la valeur permet de vérifier cette inégalité. Compte tenu de la résistance r_G du générateur et de la résistance dynamique r_d d'une diode, cette valeur r doit être telle que :

$$r > \frac{E_M}{I_{FSM}} - r_G - r_\mathrm{d}$$

Exemple

On veut réaliser un redresseur doubleur qui permette de disposer d'une tension continue d'au moins 600 V à partir du réseau 230 V. Le débit ne dépasse pas 10 mA.

Un doubleur de Schenkel branché directement sur le réseau fournit une tension à vide égale à :

$$u = 2 \times 230\sqrt{2} = 651 \text{ V}$$

En charge, on peut donc tolérer une diminution de tension de 51 V. En choisissant C_1 nettement plus grand que C_2, cette chute n'est due qu'à l'ondulation δu. On calcule donc la valeur minimale à attribuer à C_2 :

$$C_{2\,min} = \frac{10 \times 10^{-3} \times 20 \times 10^{-3}}{51} = 3{,}92 \ \mu\text{F}$$

On prend par exemple $C_2 = 4{,}7\ \mu$F. Pour C_1, on fixe une valeur cinq fois plus grande, soit $C_1 = 22\ \mu$F. Les tensions maximales supportées par les condensateurs apparaissent dans le fonctionnement à vide :

$$V_{C1\,max} = 325 \text{ V} \qquad V_{C2\,max} = 651 \text{ V}$$

Il faut donc choisir pour C_1 un condensateur de tension nominale au moins égale à 400 V (il s'agit d'un condensateur spécial haute tension). En ce qui concerne C_2, il faut une tension nominale d'au moins 800 V. Il y a alors une difficulté pour trouver un élément de la capacité souhaitée et de tension convenable. On peut cependant résoudre ce problème en disposant deux condensateurs en série et en ajoutant des résistances élevées en parallèle pour garantir une bonne répartition des tensions. Les diodes doivent supporter des tensions inverses égales à 651 V. On peut choisir des diodes de redressement 1N4007 pour lesquelles la tension inverse de crête répétitive (V_{RRM}) est de 1 000 V. Ces composants admettent un courant de surcharge I_{FSM} de 30 A. La résistance minimale du circuit est donc :

$$\rho_{min} = \frac{230\sqrt{2}}{30} = 10{,}8\ \Omega$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On ajoute par exemple une résistance $r = 10\ \Omega$, la marge de sécurité étant assurée par les résistances parasites existant dans le circuit (difficiles à évaluer lorsqu'il n'y a pas de transformateur).

12.2.2 Doubleur de Latour

Une deuxième solution pour réaliser un redresseur doubleur utilise également deux diodes et deux condensateurs, mais dans une configuration différente (*figure 12.10*). Le montage se nomme doubleur de Latour. On rencontre aussi les appellations doubleur de Delon ou encore doubleur de Greinacher.

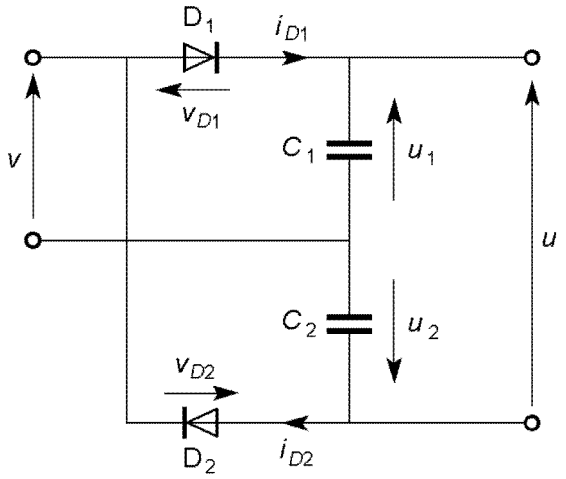


Figure 12.10 – Doubleur de Latour.

Fonctionnement à vide

Deux redresseurs monophasés ont leurs sorties branchées en série. L'étude de ce montage est beaucoup plus simple que celle du doubleur de Schenkel. Si les conditions de départ sont les mêmes (mise sous tension à un instant où la sinusoïde d'entrée passe à 0), la diode D_1 devient tout de suite passante tandis que D_2 reste bloquée. Le condensateur C_1 se charge et la tension à ses bornes est :

$$u_1 = v$$

Le courant dans la diode D_1 est :

$$i_{D1} = C_1 \frac{dv}{dt}$$

Cette diode reste passante tant que le courant est positif, donc tant que la tension v est croissante. Lorsque cette tension atteint son maximum V_M, la diode se bloque et le condensateur conserve sa charge (pour le montage à vide). La tension u reste constante, égale à V_M. Lorsque la tension d'entrée devient négative, la diode D_2 se débloque et le condensateur C_2 se charge. Nous avons :

$$u_2 = v \qquad i_{D2} = -C_2 \frac{dv}{dt}$$

Lorsque v atteint son minimum $-V_M$, D_2 se bloque et u_2 reste constante égale à $-V_M$. La tension de sortie du doubleur est en permanence :

$$u = u_1 - u_2$$

Nous pouvons tracer l'évolution des différentes tensions (*figure 12.11*).

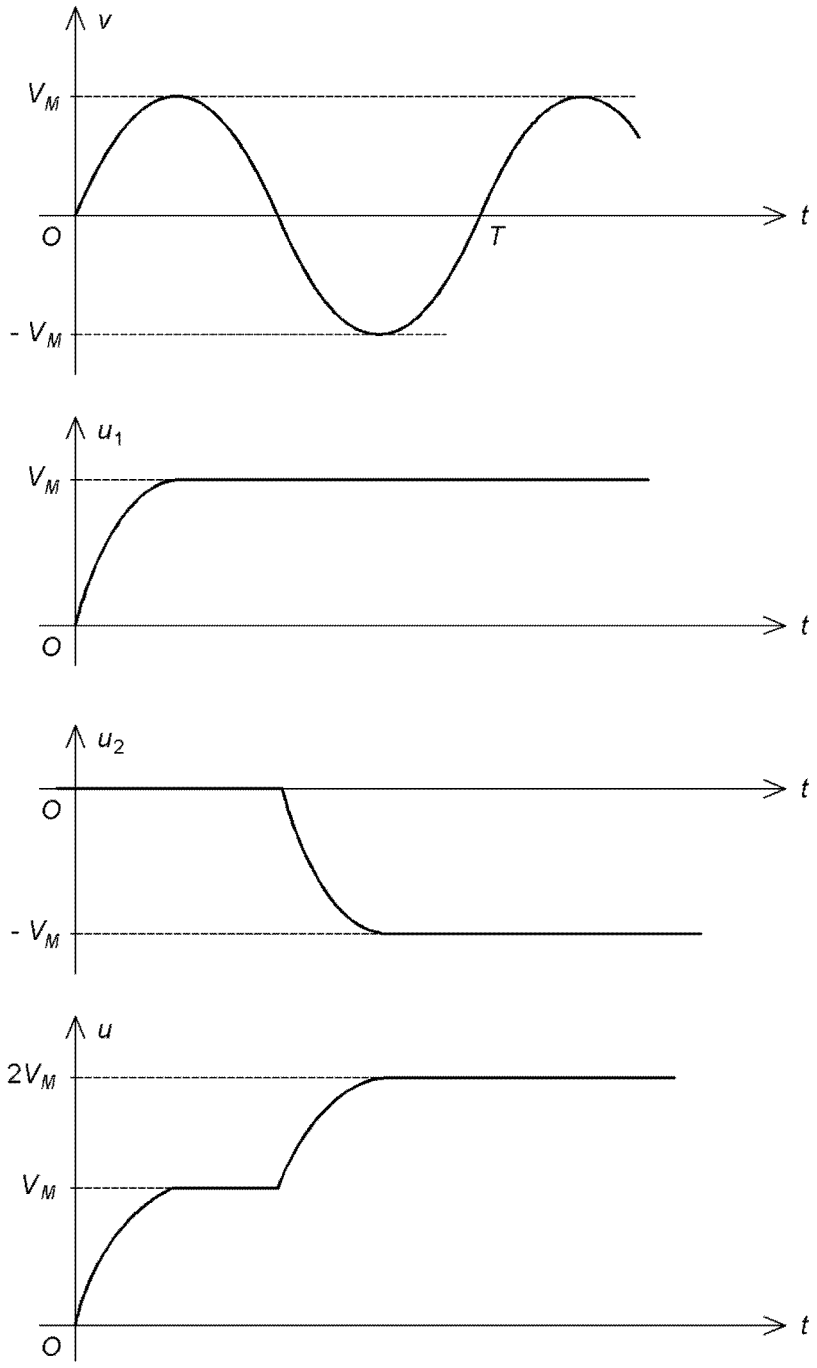


Figure 12.11 – Courbes des tensions en régime transitoire.

Le régime permanent est rapidement atteint (*figure 12.12*) :

$$u_1 = V_M$$
$$u_2 = -V_M$$
$$u = 2V_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

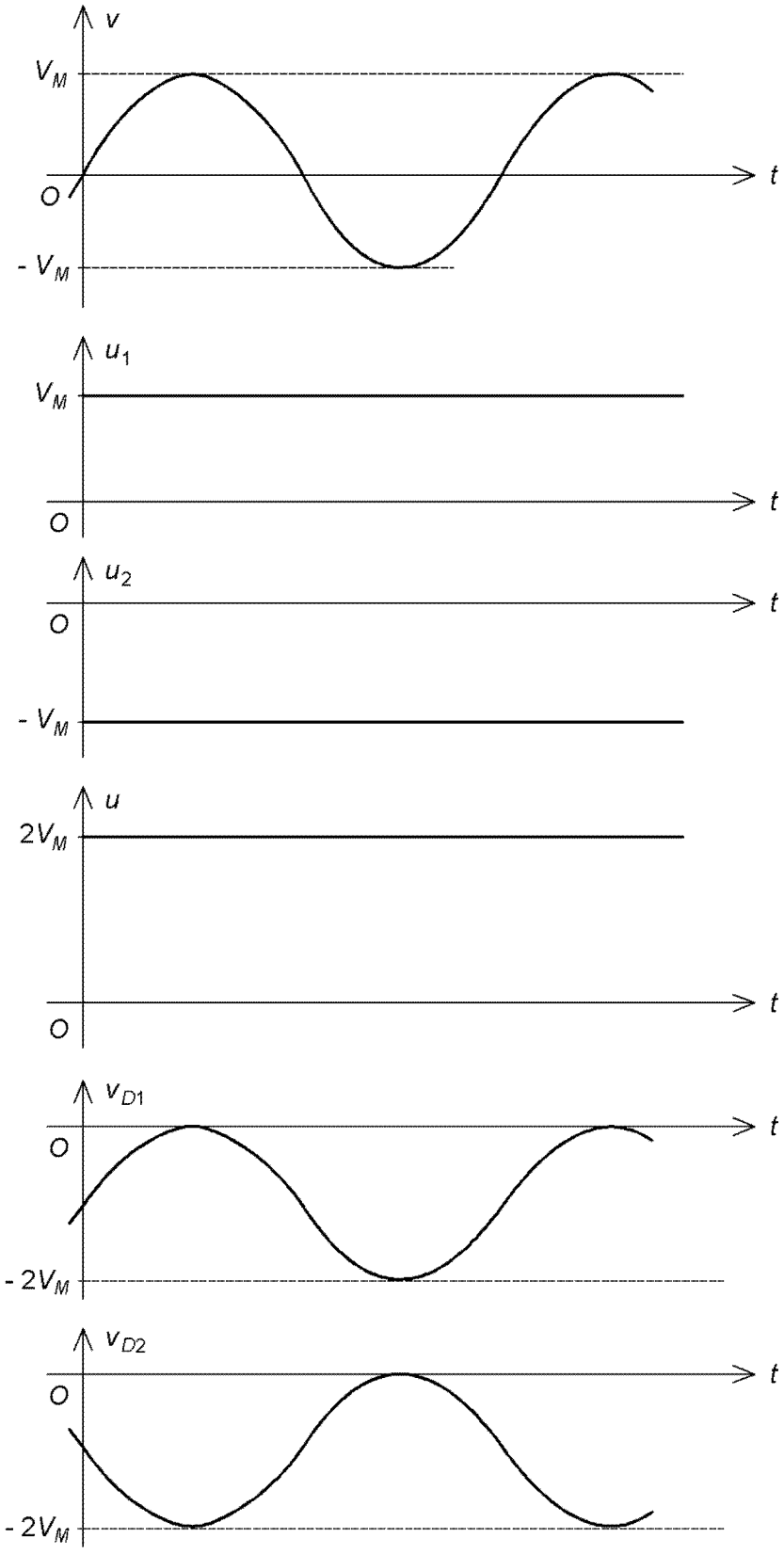


Figure 12.12 – Courbes des tensions en régime permanent pour le doubleur à vide.

Les tensions aux bornes des diodes s'écrivent :

$$v_{D1} = v - u_1$$

$$v_{D2} = u_2 - v$$

Les diodes doivent supporter une tension inverse $2V_M$ (comme dans le cas précédent). Les condensateurs doivent avoir une tension nominale supérieure à V_M, ce qui est plus intéressant que pour le doubleur de Schenkel où un condensateur doit supporter une tension double. Cet avantage fait souvent préférer le doubleur de Latour, particulièrement pour un branchement sur le secteur 230 V.

Avec d'autres conditions initiales, un régime transitoire aurait été un peu différent, mais le régime permanent serait identique. Suivant que la mise sous tension se fait lors d'une alternance positive ou négative de v, c'est C_1 ou C_2 qui se charge en premier.

Surintensité à la mise en tension

Comme dans le montage précédent, une surintensité se produit quand la mise sous tension n'apparaît pas au passage par zéro de la sinusoïde. Ce pic de courant est limité par la résistance parasite du circuit, éventuellement augmentée par une résistance placée en série avec le générateur d'entrée (*figure 12.13*).

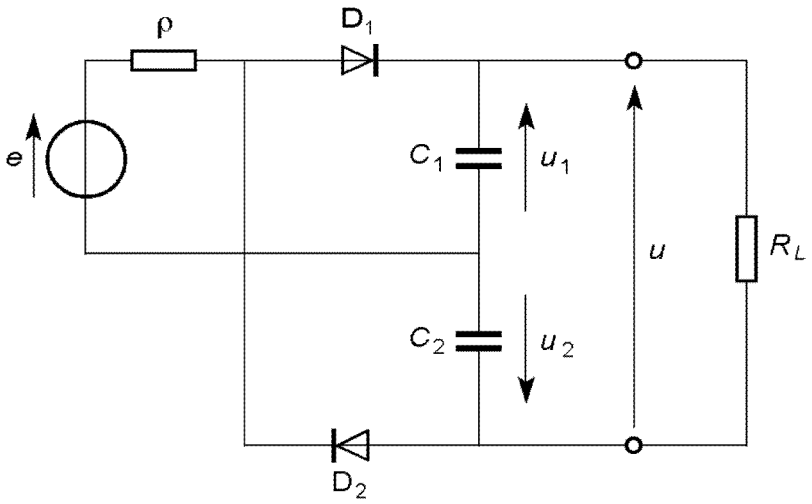


Figure 12.13 – Résistance de limitation de la surintensité et résistance de charge.

La valeur de la résistance totale est choisie comme précédemment :

$$\rho > \frac{E_M}{I_{FSM}}$$

Dans ce cas, les condensateurs C_1 et C_2 se déchargent dans les phases où les diodes sont bloquées (*figure 12.14*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

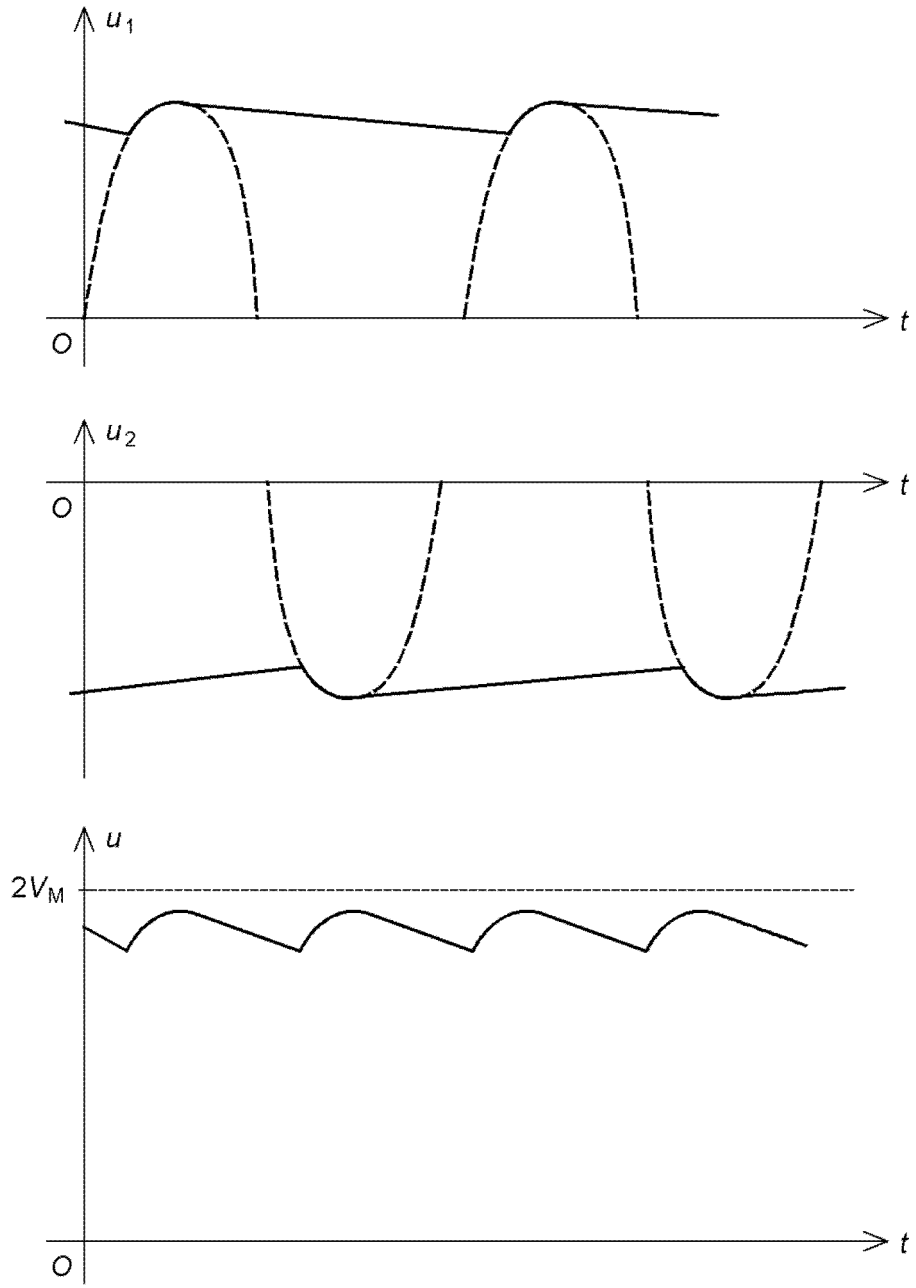


Figure 12.14 – Courbes des tensions pour le doubleur en charge.

Fonctionnement en charge

La fréquence de l'ondulation est égale au double de la fréquence de la source d'entrée. On peut calculer la valeur des capacités nécessaires en suivant le même raisonnement qu'avec le doubleur de Schenkel.

Une étude plus précise du montage peut être réalisée en utilisant des abaques établis par Schade comme pour les redresseurs ordinaires. Le premier réseau de courbes (*figure 12.15*) donne la valeur de la tension de sortie u en fonction du produit $R_L C\omega$ (R_L est la résistance de charge, C la valeur commune à C_1 et C_2 et ω la pulsation de la tension d'entrée).

Le réseau est paramétré par le rapport ρ/R_L (ρ étant la résistance totale en série avec la source d'entrée) et les tensions de sortie sont données en valeur relatives par rapport à l'amplitude V_M de la tension d'entrée.

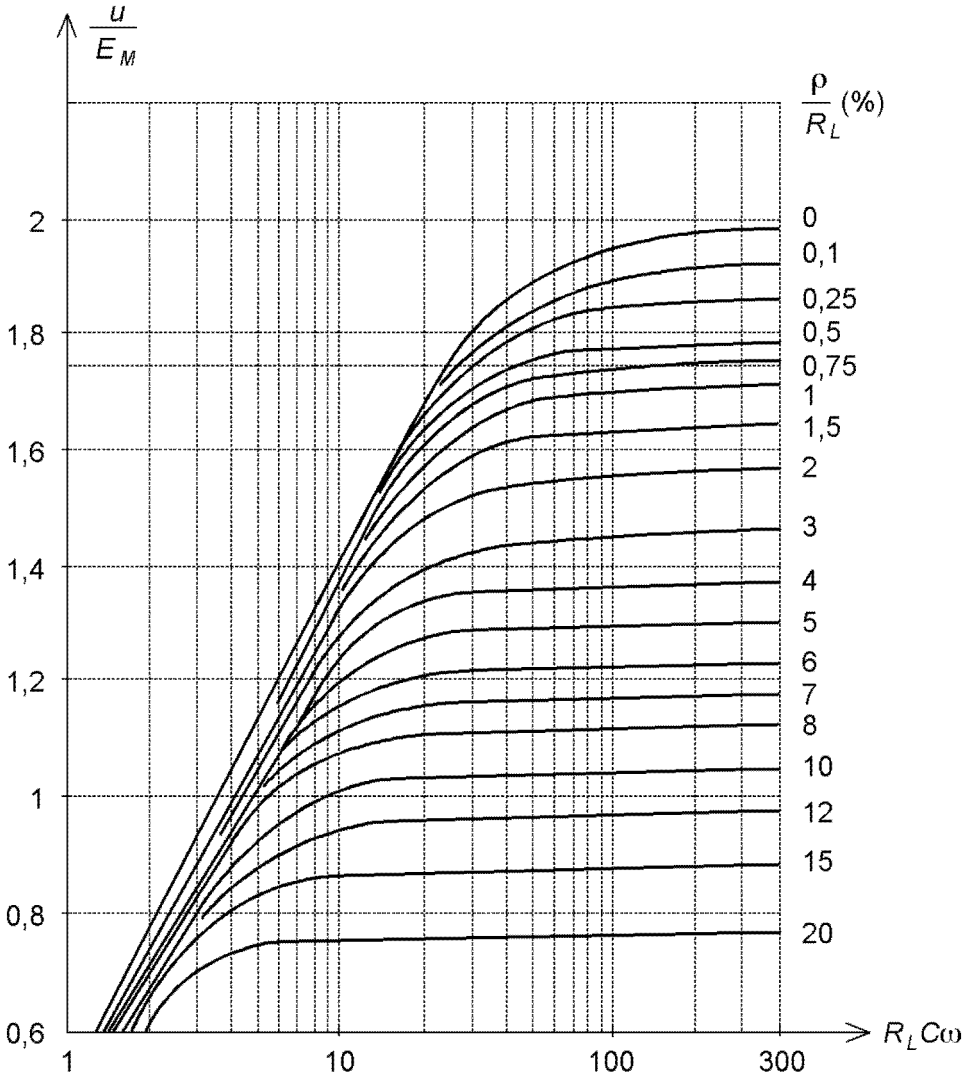


Figure 12.15 – Courbes donnant le rapport de la tension de sortie à l'amplitude de la tension d'entrée en fonction de $R_L C\omega$, avec le rapport ρ/R_L en paramètre.

Un second réseau, lui aussi paramétré par ρ/R_L, fournit le taux d'ondulation β de la tension de sortie en fonction du même produit $R_L C\omega$ (*figure 12.16*).

D'autres courbes donnent les rapports du courant de crête répétitif I_{DM} (*figure 12.17*) et de l'intensité efficace I_D (*figure 12.18*) au courant moyen I_{D0} dans chaque diode.

Exemple

On souhaite disposer d'une tension continue d'au moins 575 V pour une charge qui consomme un courant inférieur à 50 mA. Le taux d'ondulation ne doit pas dépasser 1 %.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

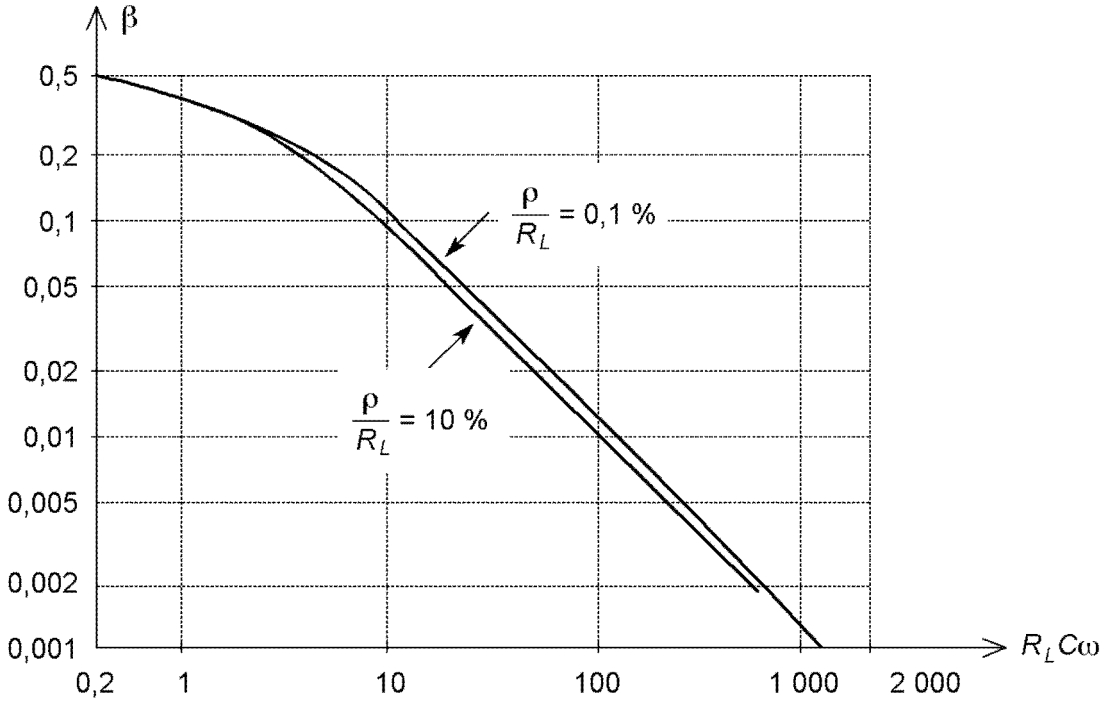


Figure 12.16 – Courbes donnant le taux d'ondulation de la tension de sortie en fonction de $R_L C\omega$, pour deux valeurs de ρ/R_L.

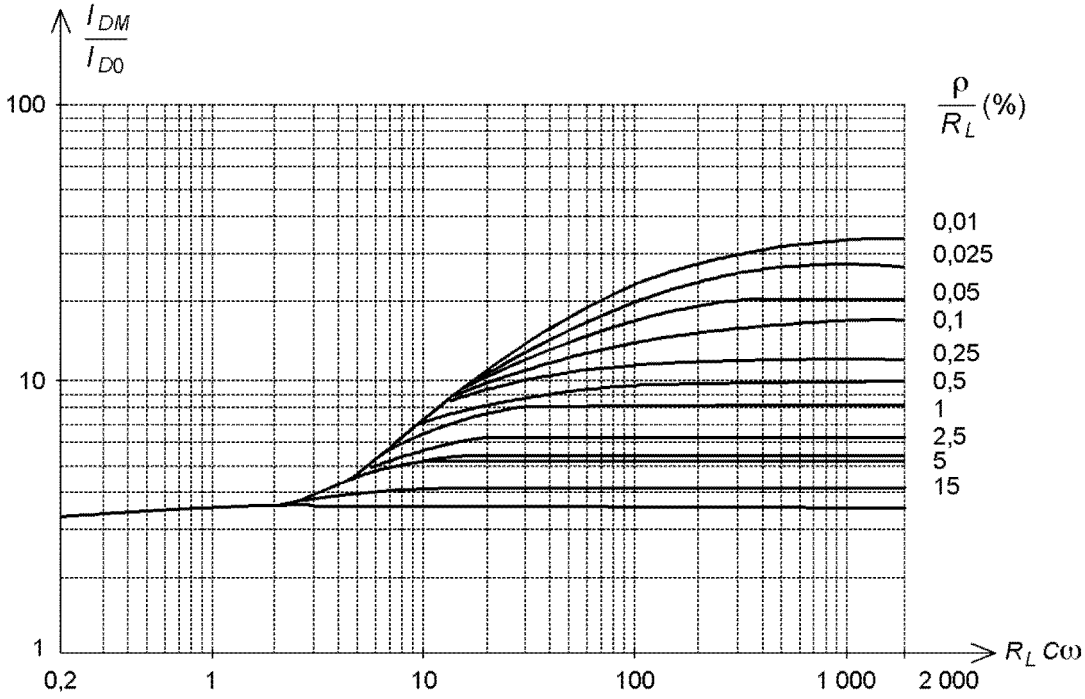


Figure 12.17 – Courbes donnant le rapport du courant de crête répétitif à l'intensité moyenne pour chaque diode en fonction de $R_L C\omega$ avec le rapport ρ/R_L en paramètre.

Un doubleur de Latour branché sur le réseau 230 V convient. La tension de sortie à vide vaut :

$$u = 2 \times 230\sqrt{2} = 651 \text{ V}$$

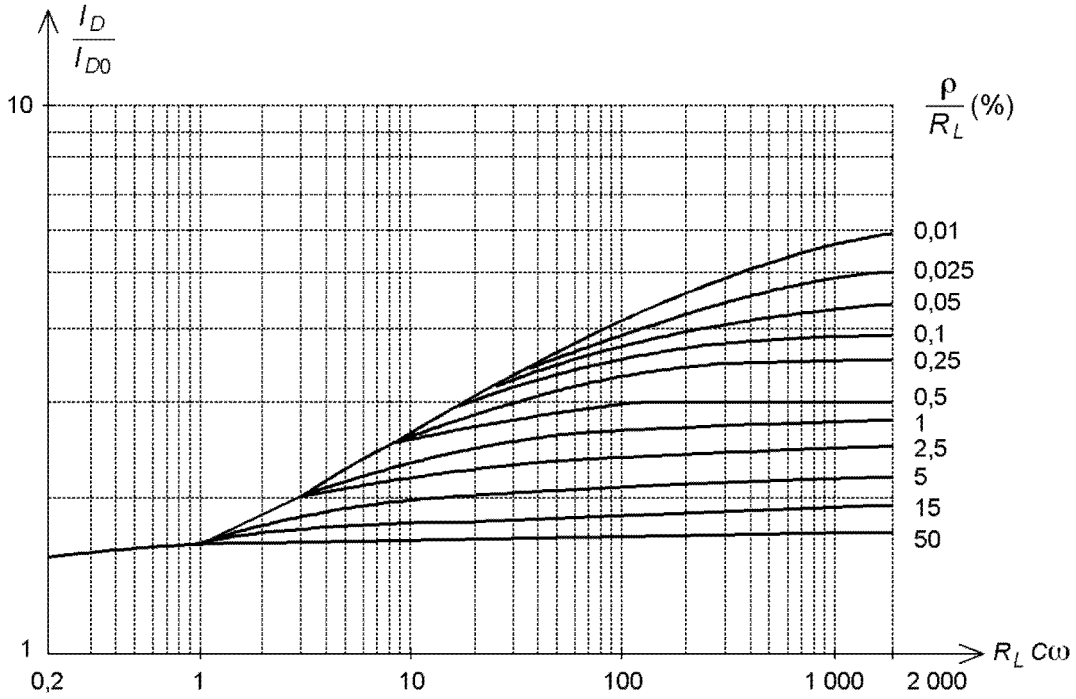


Figure 12.18 – Courbes donnant le rapport de l'intensité efficace à l'intensité moyenne pour chaque diode en fonction de $R_L C\omega$, avec ρ/R_L en paramètre.

Pour disposer d'au moins 575 V, il faut :

$$\frac{u}{V_M} > \frac{575}{325} = 1,77$$

On constate sur l'abaque des tensions de sortie que le rapport des résistances doit satisfaire l'inégalité :

$$\frac{\rho}{R_L} < 0,5\ \%$$

à condition de travailler sur le palier des courbes, ce qui correspond ici à :

$$R_L C\omega > 100$$

On en déduit :

$$\rho < \frac{0,5}{100} \times 11\,000 = 55\ \Omega$$

car la résistance de charge est :

$$R_L = 11\ \text{k}\Omega$$

D'autre part, pour limiter le taux d'ondulation à 1 %, on voit sur l'abaque correspondant qu'il faut respecter l'inégalité :

$$R_L C\omega > 200$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Cette condition est plus restrictive que la précédente (palier des courbes de tension). C'est donc elle qui détermine la valeur minimale de C :

$$C > \frac{200}{11 \times 10^3 \times 2\pi \times 50} = 58\ \mu\text{F}$$

On prend par exemple $C = 68\ \mu\text{F}$ (ou plus suivant la tolérance des éléments choisis). Les condensateurs doivent supporter une tension supérieure à :

$$V_{C1\,max} = V_{C2\,max} = 325\ \text{V}$$

le cas le plus défavorable étant le fonctionnement à vide. Une tension nominale de 400 V convient. Les diodes ont une tension inverse à leurs bornes qui peut atteindre 651 V. Des redresseurs du type 1N4007 vont donner satisfaction. Pour limiter le courant de surcharge à la mise sous tension à 30 A, il faut :

$$\rho > \frac{230\sqrt{2}}{30} = 10{,}8\ \Omega$$

Compte tenu des deux conditions sur ρ, on ajoute par exemple une résistance série $r = 10\ \Omega$. Les résistances parasites permettent d'assurer la marge de sécurité, sans toutefois atteindre le maximum autorisé de 55 Ω au total. Le courant moyen dans une diode est :

$$I_{D0} = 50\ \text{mA}$$

Le courant de pointe répétitif est lu sur l'abaque correspondant :

$$\frac{I_{DM}}{I_{D0}} = 10$$

soit :

$$I_{DM} = 10 \times 50 = 500\ \text{mA}$$

Les diodes 1N4007 conviennent sans problème.

12.2.3 Doubleur en pont

Principes

C'est une autre variante de doubleur (*figure 12.19*).

Dans la phase où la tension v est positive et croissante, le condensateur C_1 se charge jusqu'à ce que la tension à ses bornes atteigne l'amplitude V_M de la tension d'entrée. Ensuite, quand la tension v devient négative et décroissante, c'est au tour du condensateur C_2 de se charger : la différence de potentiel u_2 arrive à la valeur $-V_M$ à la fin de cette phase. Il en résulte une tension de sortie à vide égale à :

$$u = 2V_M$$

Les performances du montage sont analogues à celles du doubleur de Latour : la fréquence de l'ondulation de la tension en charge est double de la fréquence de la source et les condensateurs sont soumis à une tension maximale égale à V_M.

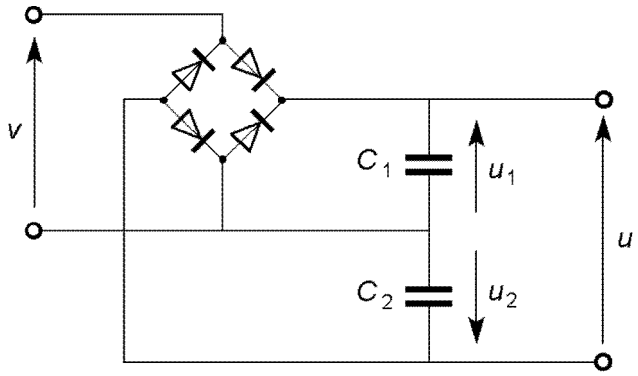


Figure 12.19 – Doubleur en pont.

La principale différence est que la tension inverse aux bornes des diodes est théoriquement limitée à V_M puisqu'il y a toujours partage entre deux diodes bloquées en série. Cependant, il faut garder une bonne marge de sécurité pour tenir compte de l'imperfection de la répartition des tensions entre deux diodes en inverse.

Commutation de réseau

Le principal intérêt de ce doubleur est d'avoir un schéma très voisin de celui du redresseur en pont de Graetz, ce qui permet de faire une commutation de tension par un interrupteur (*figure 12.20*).

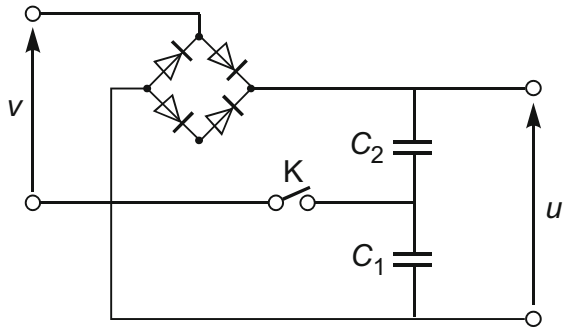


Figure 12.20 – Commutation de réseau.

Si K est ouvert, le montage est un simple redresseur, le condensateur de filtrage étant constitué de l'association en série de C_1 et C_2. Si K est fermé, on obtient un redresseur doubleur de tension. Cette configuration est souvent adoptée pour l'entrée des alimentations à découpage qui doivent pouvoir fonctionner sur plusieurs types de réseaux. On peut en effet rencontrer dans les différents pays des réseaux dont les tensions sont soit de l'ordre de 110 à 120 V, soit de 220 à 240 V, les fréquences pouvant être 50 ou 60 Hz.

Il serait possible de concevoir l'alimentation à découpage pour le cas le plus défavorable, mais le coût de l'appareil serait alors inutilement élevé. Il est donc préférable de commuter un interrupteur pour présenter au régulateur une tension redressée et filtrée qui reste toujours du même ordre de grandeur.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Comme il n'y a pas de transformateur avant le redresseur, on ne peut pas agir sur l'amplitude de la tension sinusoïdale appliquée. On procède donc par transformation du pont de Graetz classique en redresseur doubleur de tension.

Exemple

On veut réaliser une alimentation à découpage utilisable avec deux gammes de tension secteur. Compte tenu des tolérances sur les valeurs efficaces des réseaux considérés, on fixe comme limites des deux plages autorisées : 90 à 130 V et 180 à 260 V. Le régulateur consomme une puissance inférieure à 50 W (estimée compte tenu de son rendement) et doit se voir appliquer une tension d'entrée d'au moins 200 V.

On calcule d'abord l'énergie que doit fournir le filtre capacitif à chaque période du secteur :

$$W = \frac{P}{f}$$

Pour la fréquence de 50 Hz, on obtient :

$$W = \frac{50}{50} = 1 \text{ J}$$

C'est le cas le plus défavorable (énergie maximale). Avec une fréquence de 60 Hz, l'énergie nécessaire est un peu inférieure.

Il faut que la décharge des condensateurs de filtrage ne conduise pas à une diminution de la tension appliquée au régulateur en dessous du minimum requis U_{min}.

Lorsque l'interrupteur est ouvert (gamme 180 à 260 V), le montage est un pont de Graetz. Le condensateur de filtrage a une capacité C correspondant à la mise en série des condensateurs C_1 et C_2. Ces deux éléments étant identiques, on a :

$$C = \frac{C_1}{2}$$

À chaque alternance du secteur, C se charge sous une tension maximale égale à l'amplitude V_M puis se décharge dans le régulateur jusqu'à la tension U_{min} (*figure 12.21*).

L'énergie fournie par le condensateur au régulateur pour chaque demi-période est :

$$\frac{W}{2} = \frac{1}{2}C\left(V_M^2 - U_{min}^2\right)$$

On en déduit la valeur minimale à attribuer à C :

$$C = \frac{W}{V_M^2 - U_{min}^2}$$

Le cas le plus défavorable correspond au minimum de tension secteur, soit 180 V. Il s'agit d'une valeur efficace et l'amplitude correspondante est :

$$V_M = 180\sqrt{2} = 255 \text{ V}$$

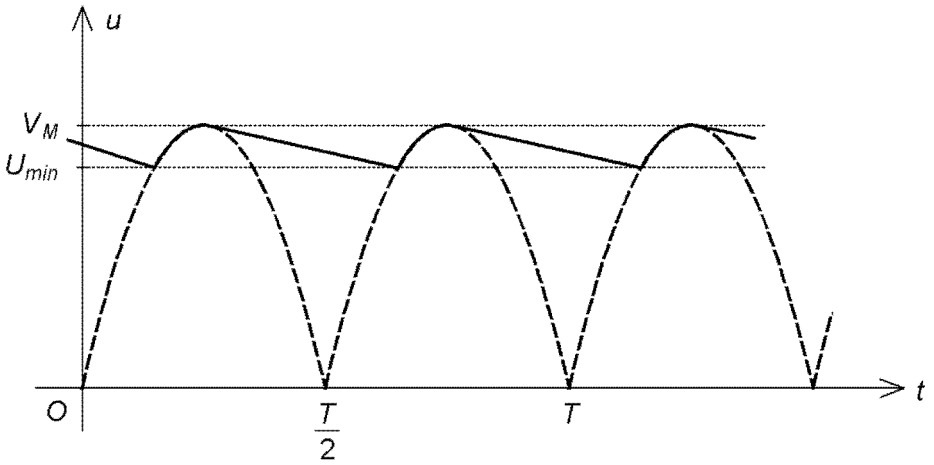


Figure 12.21 – Tension de sortie d'un pont de Graetz.

On peut alors chiffrer la capacité minimale :

$$C = \frac{1}{255^2 - 200^2} = 40\ \mu\text{F}$$

Lorsque l'interrupteur est fermé, le fonctionnement est différent (*figure 12.22*).

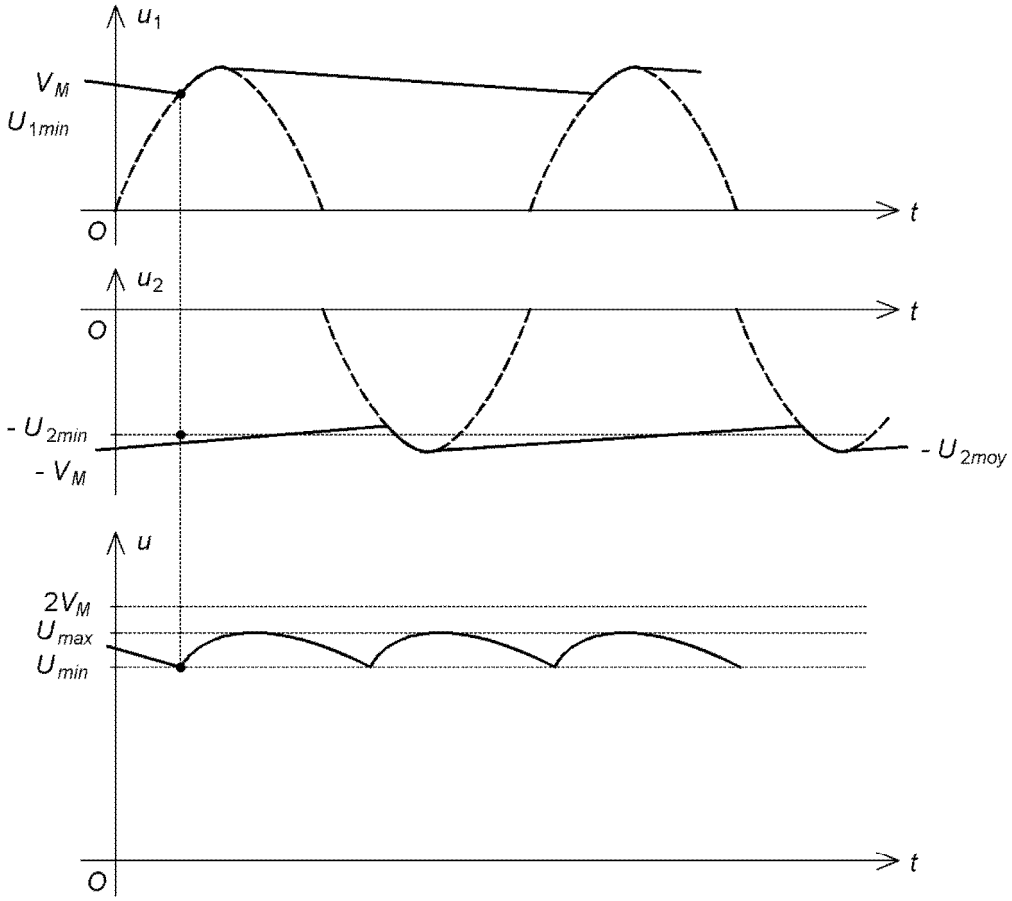


Figure 12.22 – Tensions aux bornes des condensateurs et tension de sortie du doubleur.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

On constate que lorsqu'un condensateur présente une tension minimale, l'autre est à mi-charge. Le minimum de la tension de sortie est donc :

$$U_{min} = U_{1\,min} + U_{2\,moy}$$

soit :

$$U_{min} = U_{1\,min} + \frac{U_{2\,min} + V_M}{2}$$

On en déduit la tension minimale pour un condensateur :

$$U_{1\,min} = U_{2\,min} = \frac{2U_{min} - V_M}{3}$$

La valeur efficace minimale de la tension du réseau étant maintenant 90 V, l'amplitude correspondante est :

$$V_M = 90\sqrt{2} = 127 \text{ V}$$

On calcule alors numériquement :

$$U_{1\,min} = \frac{2 \times 200 - 127}{3} = 91 \text{ V}$$

Chaque condensateur C_1 ou C_2 doit fournir la moitié de l'énergie totale par période :

$$\frac{W}{2} = \frac{1}{2} C_1 \left(V_M^2 - U_{1\,min}^2 \right)$$

On en déduit la valeur minimale à attribuer à C_1 et C_2 :

$$C_1 = C_2 = \frac{W}{V_M^2 - U_{1\,min}^2}$$

soit :

$$C_1 = C_2 = \frac{1}{127^2 - 91^2} = 127 \text{ µF}$$

La condition obtenue pour le fonctionnement en redresseur doubleur est plus restrictive que celle qui avait été imposée par le fonctionnement en redresseur classique ($C = 40$ µF donc $C_1 = 80$ µF). On choisit pour C_1 et C_2 une valeur qui respecte la condition trouvée avec une certaine marge de sécurité. Toutefois, comme pour tout filtrage par condensateur, il ne faut pas surdimensionner les capacités car cela conduirait à des courants de pic très élevés. On optera pour une valeur de 150 µF si la tolérance des condensateurs utilisés est 10 %, ou pour 220 µF à 20 %.

Commutation automatique de réseau

La commutation de réseau peut être automatique. Il suffit pour cela de remplacer l'interrupteur par un triac commandé par un détecteur de niveau de tension (*figure 12.23*).

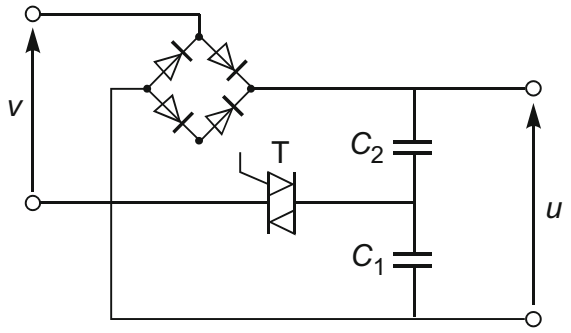


Figure 12.23 – Commutation automatique de réseau.

Le triac est bloqué lorsque la valeur efficace de la tension du réseau se trouve dans la gamme 220 à 240 V et il est passant lorsque cette valeur est de l'ordre de 110 à 120 V.

Ce montage présente néanmoins un inconvénient : le triac peut s'amorcer de façon intempestive en cas de creux de tension.

12.3 Redresseurs multiplicateurs

En s'appuyant sur les principes utilisés pour les redresseurs doubleurs, on peut réaliser des circuits qui donnent des tensions (à vide) multiples de l'amplitude de la tension sinusoïdale d'entrée : ce sont les tripleurs, les quadrupleurs et les multiplicateurs à plusieurs cellules.

12.3.1 Tripleur

Un tripleur peut être réalisé en associant un doubleur de Schenkel et un redresseur à diode supplémentaire (*figure 12.24*).

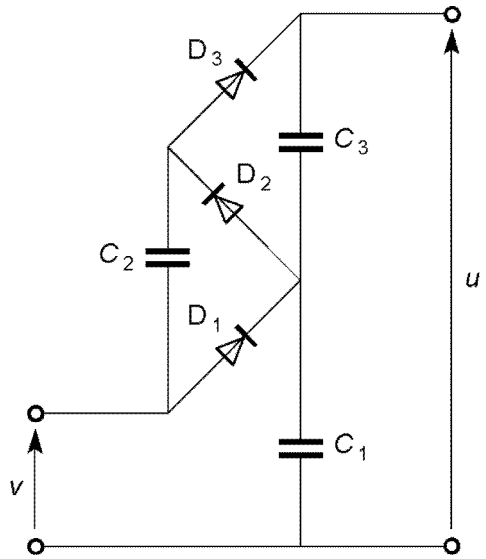


Figure 12.24 – Tripleur formé à partir du doubleur de Schenkel.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le régime transitoire présente la même complexité que celui du montage Schenkel. En régime permanent, si le montage est à vide, le condensateur C_1 est chargé sous la tension V_M tandis que C_3 est chargé sous $2V_M$. La tension de sortie est alors :

$$u = 3V_M$$

En charge, il apparaît une ondulation dont la fréquence est égale à celle de la source d'entrée. Pour dimensionner correctement les composants, il faut que les diodes supportent $2V_M$, le condensateur C_1, V_M et les deux autres condensateurs C_2 et C_3, $2V_M$.

Un autre schéma de tripleur utilise aussi un doubleur de Schenkel associé à un redresseur, mais dans une configuration différente, c'est le tripleur de Waidelich[1] (*figure 12.25*).

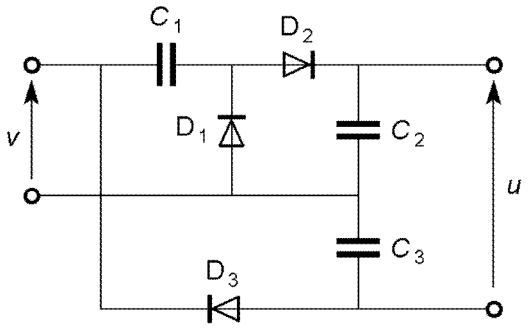


Figure 12.25 – Tripleur de Waidelich.

La tension à vide est identique à celle du montage précédent. Par contre, la fréquence de l'ondulation est double de celle de la source d'entrée. Les diodes doivent supporter $2V_M$, les condensateurs C_1 et C_3, V_M et le condensateur C_2, $2V_M$. Les caractéristiques de sortie de ce circuit, sont meilleures que celles du premier montage.

12.3.2 Quadrupleur

Un quadrupleur peut être formé en juxtaposant deux doubleurs de Schenkel (*figure 12.26*).

La tension à vide est, en régime permanent :

$$u = 4V_M$$

En charge, il apparaît une ondulation de même fréquence que la source d'entrée. Lorsque le débit augmente, une chute de tension significative se produit. On retrouve le même phénomène qu'avec le doubleur de Schenkel, mais les performances se dégradent du fait de la juxtaposition de deux cellules. Les tensions maximales sont $2V_M$ pour les diodes, V_M pour le condensateur C_1 et $2V_M$ pour C_2, C_3 et C_4.

[1] Donald-L. WAIDELICH, H.A.K. TASKIN, « Analyses of the Voltage-Tripling and -Quadrupling Rectifier Circuits ». *Proc. IRE*, Vol. 33, n° 7, p. 449-457, 1945.

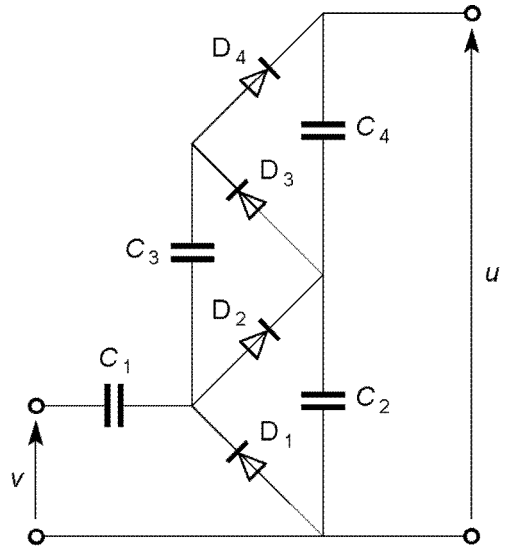


Figure 12.26 – Quadrupleur formé de deux doubleurs de Schenkel.

Un autre schéma est celui du quadrupleur de Waidelich (*figure 12.27*).

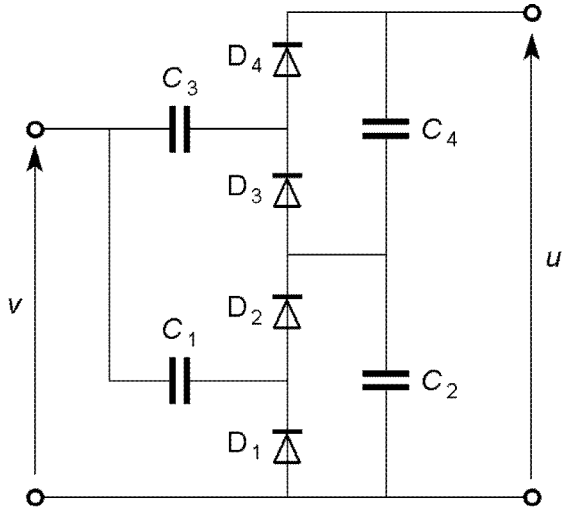


Figure 12.27 – Quadrupleur de Waidelich.

La tension à vide est aussi égale à $2V_M$, mais la fréquence de l'ondulation en charge est double de celle de la source d'entrée. La caractéristique de sortie est meilleure que celle du quadrupleur précédent. Les tensions maximales sont $2V_M$ pour les diodes, V_M pour les condensateurs C_1 et C_3, et $2V_M$ pour C_2 et C_4.

12.3.3 Multiplicateur de Greinacher

On peut généraliser les montages précédents en juxtaposant un certain nombre de doubleurs de Schenkel. On forme ainsi un multiplicateur de Greinacher (*figure 12.28*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Historique

Ce circuit a été découvert en 1919 par un physicien suisse, Heinrich Greinacher[1]. En 1932, au *Cavendish Laboratory* de Cambridge, John Cockroft et Ernest Walton ont utilisé ce dispositif pour réaliser un générateur à haute tension (400 000 V) destiné à un accélérateur de particules qui leur a permis d'obtenir la première désintégration d'un noyau atomique avec des particules accélérées artificiellement[2]. Ces deux chercheurs ont reçu le prix Nobel de physique en 1951 pour leurs travaux sur le noyau atomique. En France, le circuit est connu sous le nom de multiplicateur de Greinacher alors que dans les pays anglo-saxons, il est nommé cascade Cockroft-Walton.

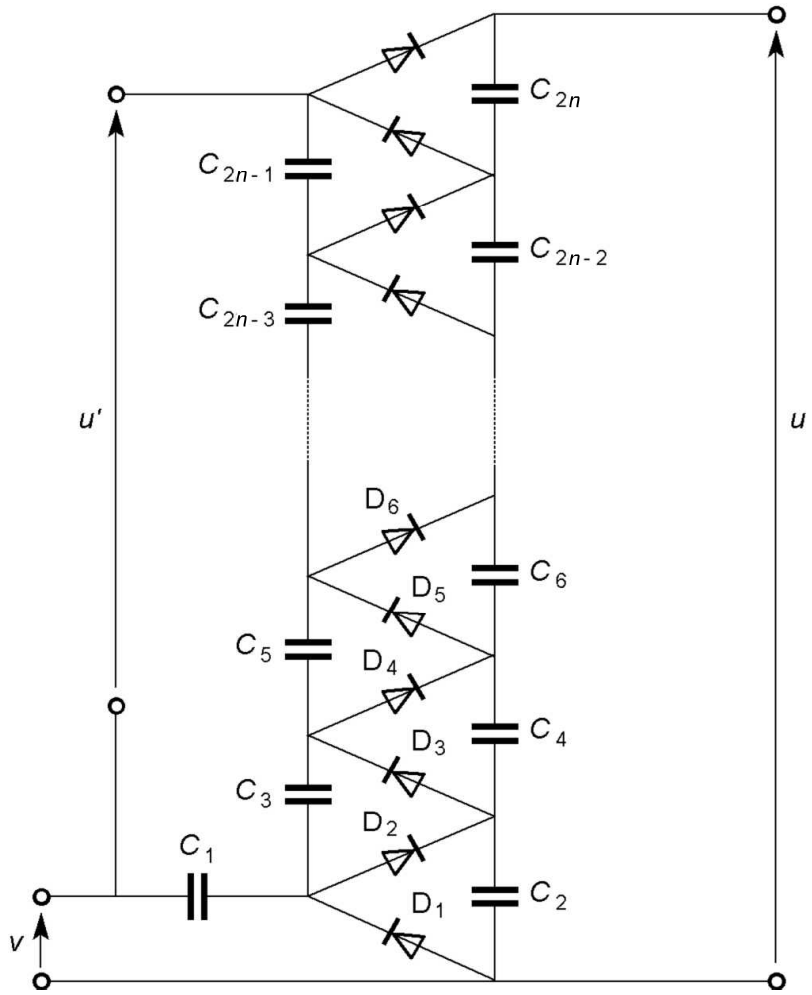


Figure 12.28 – Multiplicateur de Greinacher.

Fonctionnement à vide

Le premier quadrupleur étudié était en fait un cas particulier du multiplicateur décrit ici. Le montage se compose de *n* cellules élémentaires, chacune comportant

[1]Heinrich GREINACHER, « Erzeugung einer Gleichspannung von vielfachen Betrage einer Wechselspannung ohne Transformator ». *Bulletin des Schweiz. Elektrotech. Vereins 11*, 1920.

[2]John-Douglas COCKROFT, Ernest-Thomas-Sinton WALTON, « Experiments with High Velocity Positive Ions », *Proc. Roy. Soc.*, *Vol. 136*, p. 619-630, 1932.

deux diodes et deux condensateurs. L'étude du régime transitoire est analogue à celle qui a été menée avec le doubleur de Schenkel. Le problème devient vite complexe : les charges se partagent à chaque phase entre plusieurs condensateurs. Choisissons d'abord des condensateurs ayant tous la même capacité *C*. En régime permanent, et si le montage est à vide, tous les condensateurs, sauf celui qui est à l'entrée, sont chargés sous la tension $2V_M$ (*figure 12.29*).

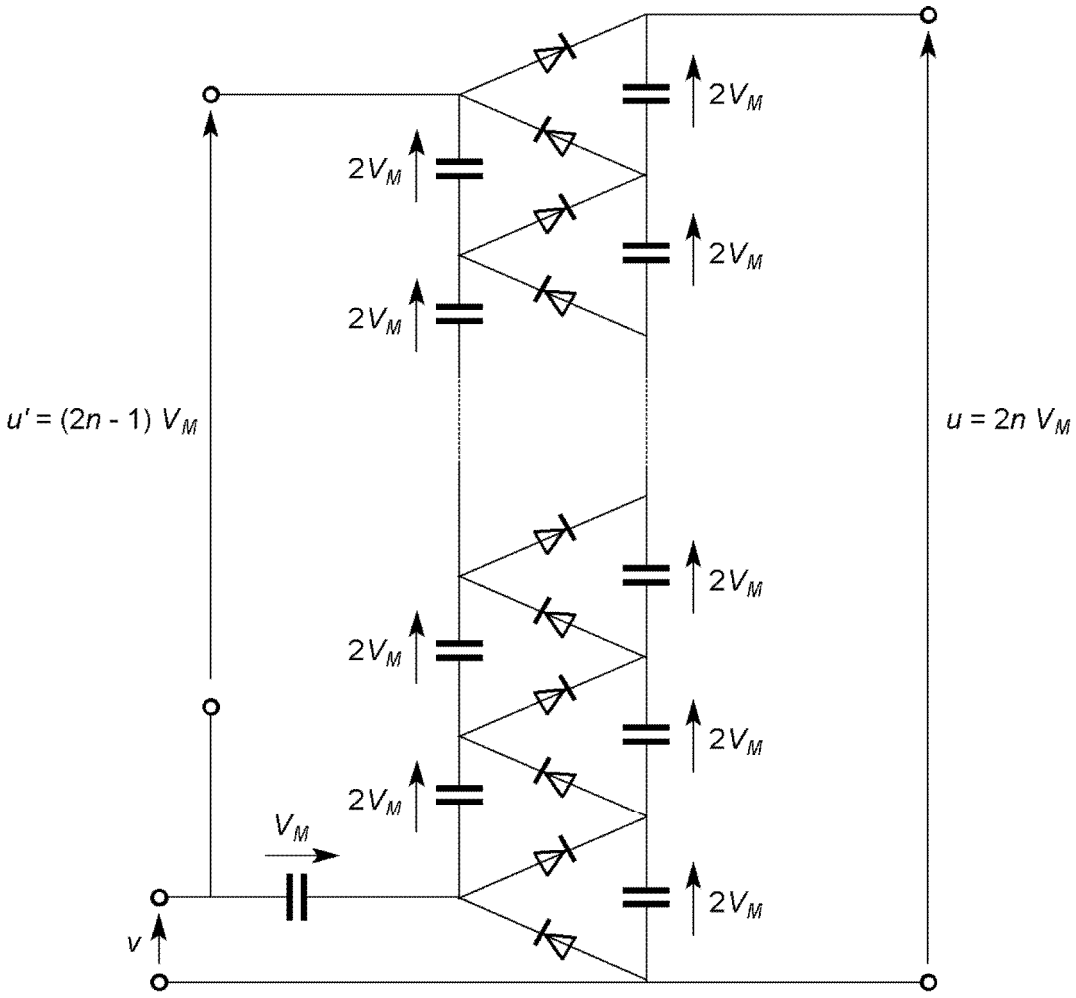


Figure 12.29 – Tensions en régime permanent lorsque le montage est à vide.

La sortie est prise aux bornes de l'ensemble des condensateurs de numéro pair et la tension vaut, avec *n* cellules :

$$u = 2nV_M$$

Si l'on désire une tension de sortie multiple impair de V_M, on peut aussi utiliser la tension u' aux bornes de l'ensemble des condensateurs de numéro impair, ce qui donne :

$$u' = (2n - 1)\,V_M$$

Les diodes de numéro impair sont soumises à la tension :

$$v_{D2k+1} = -V_M\,(\sin \omega t + 1)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Les diodes de numéro pair ont par contre à leurs bornes :

$$v_{D2k} = V_M (\sin \omega t - 1)$$

Tous ces éléments doivent donc être dimensionnés pour une tension maximale de $2V_M$.

Fonctionnement en charge

Quand le multiplicateur est en charge, il apparaît une ondulation de fréquence égale à celle de la source d'entrée et de valeur crête-à-crête δu ainsi qu'une chute de tension Δu (*figure 12.30*).

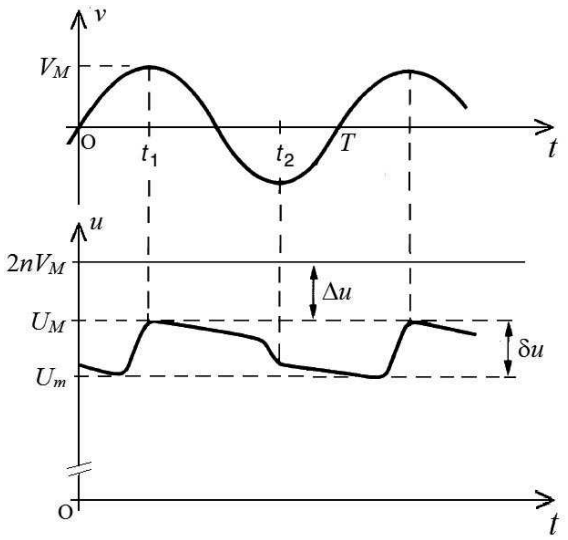


Figure 12.30 – Tensions dans un fonctionnement en charge.

Considérons que l'intensité I du courant de sortie du multiplicateur est constante et que la durée de charge des condensateurs est négligeable devant leur durée de décharge. Commençons par établir une expression de la valeur crête-à-crête δu de l'ondulation.

Le maximum de la tension u est obtenu à l'instant t_1 où la tension v atteint la valeur V_M et où les diodes de numéros pairs cessent de transférer des charges aux condensateurs de numéros pairs. Ensuite, le courant I décharge les condensateurs de numéros pairs. Cette phase se termine un peu avant l'instant t_2 par une chute de tension brutale due à la conduction des diodes de numéros impairs qui permet la recharge des condensateurs de numéros impairs.

La quantité de charge q transférée au circuit d'utilisation à chaque période T est :

$$q = IT = \frac{I}{f}$$

Cette quantité de charge provient du condensateur C_{2n}. La perte de charge de ce dernier est donc :

$$\delta q_{2n} = q$$

L'ondulation de la tension aux bornes de ce condensateur a ainsi une valeur crête à crête :

$$\delta u_{2n} = \frac{I}{fC_{2n}}$$

Juste avant l'instant t_2, chaque diode de numéro impair transfère la même quantité de charge q, ce qui décharge tous les condensateurs de numéros pairs situés en-dessous. Les pertes de charge de ces condensateurs sont donc :

$$\delta q_{2n-2} = 2q$$
$$\delta q_{2n-4} = 3q$$
$$\cdots$$
$$\delta q_2 = nq$$

Les valeurs crête à crête des ondulations des tensions aux bornes de ces condensateurs sont :

$$\delta u_{2n-2} = \frac{2I}{fC_{2n-2}}$$
$$\delta u_{2n-4} = \frac{3I}{fC_{2n-4}}$$
$$\cdots$$
$$\delta u_2 = \frac{nI}{fC_2}$$

La valeur crête-à-crête δu de l'ondulation totale est la somme des valeurs crête-à-crête des ondulations des tensions aux bornes de tous les condensateurs de numéros pairs :

$$\delta u = \sum_{k=1}^{n} \delta u_{2k}$$

soit :

$$\delta u = \frac{I}{f}\left(\frac{1}{C_{2n}} + \frac{2}{C_{2n-2}} + \frac{3}{C_{2n-4}} + \cdots + \frac{n}{C_2}\right)$$

Si tous les condensateurs ont même capacité C, le résultat devient :

$$\delta u = \frac{I}{Cf}(1 + 2 + 3 + \cdots + n)$$

Utilisons la formule de la somme des n premiers entiers :

$$\sum_{k=1}^{n} k = \frac{n(n+1)}{2}$$

Nous obtenons :

$$\delta u = \frac{I}{Cf}\frac{n(n+1)}{2}$$

La valeur crête à crête de l'ondulation augmente beaucoup avec le nombre d'étages. Pour remédier à cet inconvénient, il est possible de choisir des valeurs de capacités

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

différentes pour chaque étage :

$$C_1 = C_2 = nC$$
$$C_3 = C_4 = (n-1)C$$
$$C_5 = C_6 = (n-2)C$$
$$\dots$$

Dans ce cas, la valeur crête à crête de l'ondulation devient :

$$\delta u = \frac{I}{f}\left(\frac{1}{C} + \frac{2}{2C} + \frac{3}{3C} + \cdots + \frac{n}{nC}\right)$$

soit :

$$\delta u = \frac{nI}{Cf}$$

Cette possibilité n'est que rarement mise en œuvre car sa réalisation pratique est un peu complexe. On préfère en général utiliser des condensateurs identiques.

Intéressons-nous ensuite à la chute de tension Δu.

À l'instant t_1, le condensateur C_1 est chargé sous la tension V_M. Comme le condensateur C_2 a perdu une quantité de charge nq lors de la période précédente et que le condensateur C_1 doit la remplacer, il se charge sous la tension :

$$u_2 = 2V_M - \frac{nq}{C_1}$$

Il y a donc une chute de tension par rapport à la valeur à vide :

$$\Delta u_2 = \frac{nq}{C_1}$$

À l'instant t_2, le condensateur C_2 transfère une quantité de charge q à chacun des condensateurs C_3, C_5, …, C_{2n-1} et la même quantité q au circuit d'utilisation. Le condensateur C_3 se charge donc sous la tension maximale :

$$u_3 = \left(2V_M - \frac{nq}{C_1}\right) - \frac{nq}{C_2}$$

Le condensateur C_4 se charge sous la tension :

$$u_4 = \left(2V_M - \frac{nq}{C_1}\right) - \frac{nq}{C_2} - \frac{(n-1)q}{C_3}$$

Il y a donc une chute de tension par rapport à la valeur à vide :

$$\Delta u_4 = \frac{nq}{C_1} + \frac{nq}{C_2} + \frac{(n-1)q}{C_3}$$

Le raisonnement se poursuit ensuite de la même façon.

Si tous les condensateurs ont la même capacité C, les chutes de tensions aux bornes des différents condensateurs de numéros pairs sont :

$$\Delta u_2 = \frac{q}{C} n$$

$$\Delta u_4 = \frac{q}{C} [2n + (n-1)]$$

$$\dots$$

$$\Delta u_{2k} = \frac{q}{C} \left[2n + 2(n-1) + 2(n-2) + \dots + 2(n-2k+2) + (n-2k+1)\right]$$

$$\dots$$

La chute de tension totale Δu est la somme des chutes de tension aux bornes de tous les condensateurs de numéros pairs :

$$\Delta u = \sum_{k=1}^{n} \Delta u_{2k}$$

Le terme générique de la somme peut se mettre sous la forme :

$$\Delta u_{2k} = \frac{q}{C} \left[n(2k-1) - (k-1)^2\right] = \frac{q}{C} \left\{n(2k-1) - \left[k^2 - (2k-1)\right]\right\}$$

ou encore :

$$\Delta u_{2k} = \frac{q}{C} \left[-k^2 + 2(n+1)k - (n+1)\right]$$

Effectuons la somme :

$$\Delta u = \frac{q}{C} \sum_{k^*1}^{n} \left[-k^2 + 2(n+1)k - (n+1)\right]$$

$$\Delta u = \frac{q}{C} \left[-\sum_{k=1}^{n} k^2 + 2(n+1) \sum_{k=1}^{n} k - (n+1)n\right]$$

Appliquons les formules de la somme des n premiers entiers et de la somme des n premiers carrés :

$$\sum_{k=1}^{n} k = \frac{n(n+1)}{2}$$

$$\sum_{k=1}^{n} k^2 = \frac{n(n+1)(2n+1)}{6}$$

Nous obtenons :

$$\Delta u = \frac{q}{C} \left[-\frac{n(n+1)(2n+1)}{6} + 2(n+1)\frac{n(n+1)}{2} - (n+1)n\right]$$

soit :

$$\Delta u = \frac{q}{C} \left(\frac{2}{3}n^3 + \frac{1}{2}n^2 - \frac{1}{6}n\right)$$

ou encore :

$$\Delta u = \frac{I}{Cf} \left(\frac{2}{3}n^3 + \frac{1}{2}n^2 - \frac{1}{6}n\right)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

La valeur maximale de la tension de sortie en charge est ainsi :

$$U_M = 2nV_M - \frac{I}{Cf}\left(\frac{2}{3}n^3 + \frac{1}{2}n^2 - \frac{1}{6}n\right)$$

Le nombre d'étages est limité par l'augmentation de la valeur crête à crête de l'ondulation et de la chute de tension. Par ailleurs, le multiplicateur n'est utilisable que pour des faibles débits car Δu et δu sont proportionnels à I.

Le montage est encombrant et coûteux quand il est branché sur le réseau puisque l'on utilise un nombre important de condensateurs de capacité élevée et de tension nominale importante. Pour améliorer les performances, il est intéressant de brancher le multiplicateur sur une source de tension sinusoïdale de fréquence plus élevée. On emploie ainsi des oscillateurs délivrant des signaux à quelques dizaines de kilohertz. Les gros condensateurs électrolytiques haute tension sont alors remplacés par des petits condensateurs en céramique bon marché.

Exemple

Un multiplicateur à trois étages identiques reçoit une tension d'entrée d'amplitude $V_M = 10$ kV et de fréquence $f = 50$ kHz et débite un courant constant $I = 10$ mA. Les condensateurs sont identiques et ils ont une capacité $C = 470$ pF. Dans ces conditions, la valeur maximale de la tension de sortie est :

$$U_M = 2\times3\times10^4 - \frac{10^{-2}}{470\times10^{-12}\times50\times10^3}\left(\frac{2}{3}\times3^3 + \frac{1}{2}\times3^2 - \frac{1}{6}\times3\right) = 50{,}6 \text{ kV}$$

L'ondulation vaut :

$$\delta u = \frac{10^{-2}}{470\times10^{-12}\times50\times10^3}\frac{3\times(3+1)}{2} = 2{,}55 \text{ kV}$$

12.3.4 Multiplicateur symétrique

Pour réduire la chute de tension en charge et l'ondulation, il est possible d'utiliser un montage symétrique (*figure 12.31*).

La tension de sortie à vide est la même que pour le multiplicateur de Greinacher :

$$u = 2nV_M$$

Si l'intensité du courant débité est I, on montre que la chute de tension est donnée par la formule :

$$\Delta u = \frac{I}{6Cf}\left(n^3 + 2n\right)$$

La valeur maximale de la tension de sortie en charge est ainsi :

$$U_M = 2nV_M - \frac{I}{6Cf}\left(n^3 + 2n\right)$$

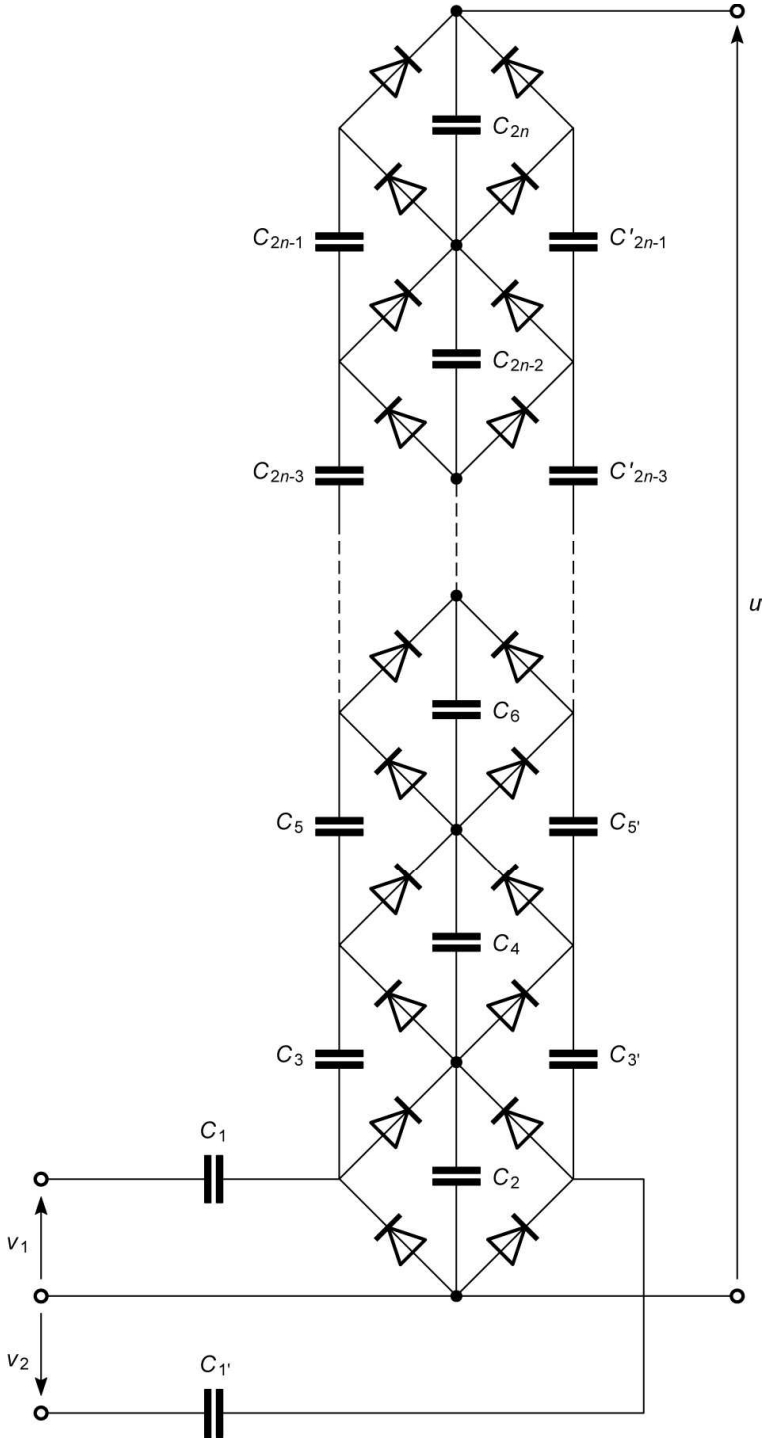


Figure 12.31 – Multiplicateur symétrique.

Par ailleurs, on montre que l'ondulation crête à crête de la tension est :

$$\delta u = \frac{I}{2Cf} n$$

Exemple

Reprenons l'exemple précédent avec ce montage symétrique. Un multiplicateur à trois étages identiques reçoit une tension d'entrée d'amplitude $V_M = 10$ kV et de

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

fréquence $f = 50$ kHz et débite un courant constant $I = 10$ mA. Les condensateurs sont identiques et ils ont une capacité $C = 470$ pF. Dans ces conditions, la valeur maximale de la tension de sortie est :

$$U_M = 2 \times 3 \times 10^4 - \frac{10^{-2}}{6 \times 470 \times 10^{-12} \times 50 \times 10^3} \left(3^3 + 2 \times 3\right) = 57{,}7 \text{ kV}$$

L'ondulation vaut :

$$\delta u = \frac{10^{-2}}{2 \times 470 \times 10^{-12} \times 50 \times 10^3} \times 3 = 638 \text{ V}$$

L'amélioration est notable.

12.3.5 Multiplicateur hybride

Des multiplicateurs fournissant une tension de sortie de quelques kilovolts pour des courants de quelques dizaines ou centaines de micro-ampères existent sous forme de circuits hybrides. Leur structure est différente de celles des circuits décrits jusqu'à présent (*figure 12.32*). Le schéma donné comporte 6 étages, mais les modèles commercialisés peuvent en avoir jusqu'à 12.

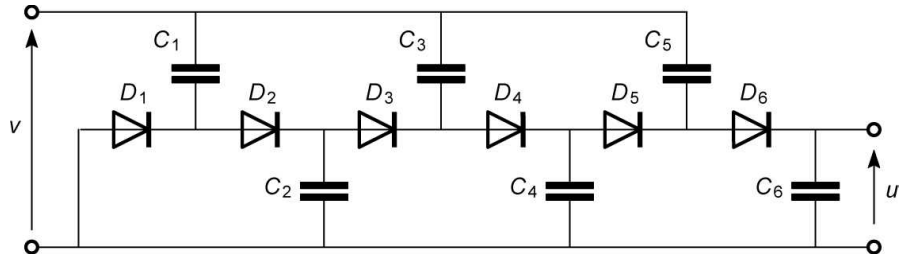


Figure 12.32 – Structure d'un multiplicateur hybride.

Ce circuit a été proposé par Karthaus et Fischer en 2003 pour un transpondeur RFID[1].

La chute de tension en charge est plus petite que pour le multiplicateur de Greinacher. Les tensions maximales sont identiques pour toutes les diodes. Par contre, les tensions maximales ne sont pas les mêmes pour les différents condensateurs : elles augmentent d'un étage à l'autre en allant de l'entrée vers la sortie. C'est ce qui limite la tension de sortie maximale : la tenue en tension des condensateurs céramique classiques ne dépasse pas 20 kV.

Aucun composant extérieur n'est à ajouter au circuit hybride. Les constructeurs fournissent un réseau de caractéristiques de transfert représentant la tension continue obtenue en sortie en fonction de l'amplitude ou de la valeur crête à crête de la tension d'entrée, avec le courant débité en paramètre. Nous avons choisi comme exemple le modèle PVM302P12 du fabricant *Voltage Multipliers Inc.* qui peut délivrer 3 000 V et 50 µA avec 12 étages (*figure 12.33*).

[1]Udo KARTHAUS, Martin FISCHER, « Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7-µW minimum RF input power », *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 38, n° 10, p. 1602-1608, 2003.

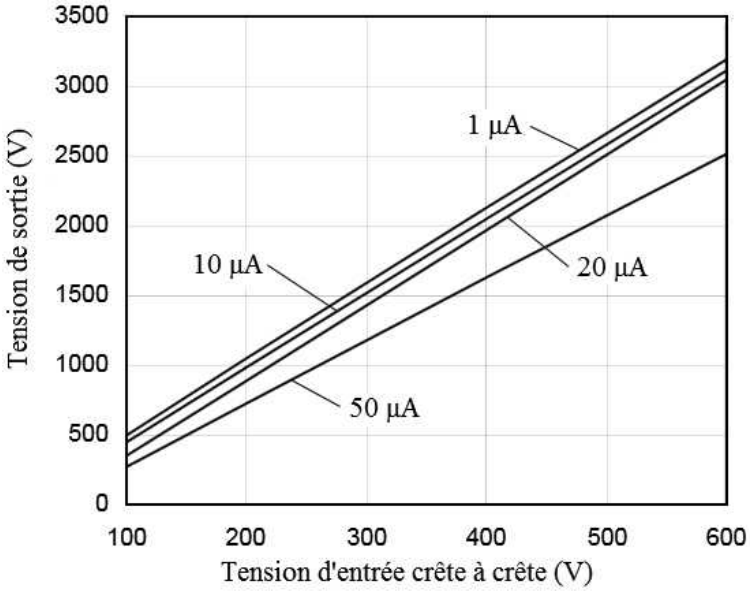


Figure 12.33 – Réseau des caractéristiques de transfert d'un multiplicateur hybride.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 13

ALIMENTATIONS SANS ISOLEMENT

Dans une alimentation classique, le transformateur occupe une place importante et augmente considérablement la masse de l'appareil. Dans certains cas particuliers où l'isolement n'est pas indispensable, on peut réaliser des alimentations sans transformateur. Cette solution se rencontre par exemple dans les circuits de commande des triacs ou dans certaines sources auxiliaires pour les alimentations à découpage.

13.1 Alimentation d'une diode électroluminescente à partir du secteur

Avant d'aborder un cas quelconque, examinons un circuit assez simple qui permet d'alimenter une diode électroluminescente à partir du secteur et sans isolement. Il n'est pas nécessaire de disposer d'une tension strictement continue, mais il faut pouvoir assurer une chute de potentiel suffisante pour arriver à environ 1,5 V aux bornes de la diode éclairée.

Une résistance connectée en série pourrait convenir, mais une énergie énorme serait perdue par effet Joule. On utilise alors un condensateur, élément qui ne consomme aucune puissance. Il faut toutefois ajouter une diode ordinaire en parallèle sur la DEL et en sens contraire afin que le courant dans le condensateur puisse s'inverser (*figure 13.1*).

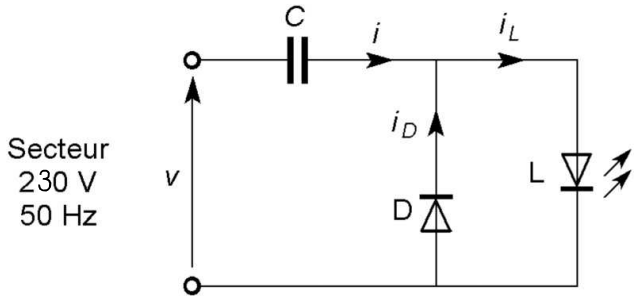


Figure 13.1 – Alimentation d'une diode électroluminescente à partir du secteur.

La tension aux bornes d'une diode passante étant parfaitement négligeable devant l'amplitude du secteur, nous pouvons idéaliser les composants. Suivant les

polarités de la tension d'entrée, c'est soit la diode, soit la DEL qui est passante, mais de toute façon la tension à leurs bornes est nulle. Choisissons l'origine des temps de telle manière que :

$$v = V_M \sin \omega t$$

Cette tension se retrouve aux bonnes du condensateur et nous pouvons donc écrire :

$$i = C\frac{dv}{dt}$$

soit :

$$i = C\omega V_M \cos \omega t$$

Les alternances positives sont aiguillées vers la DEL tandis que les alternances négatives se referment dans la diode ordinaire (*figure 13.2*).

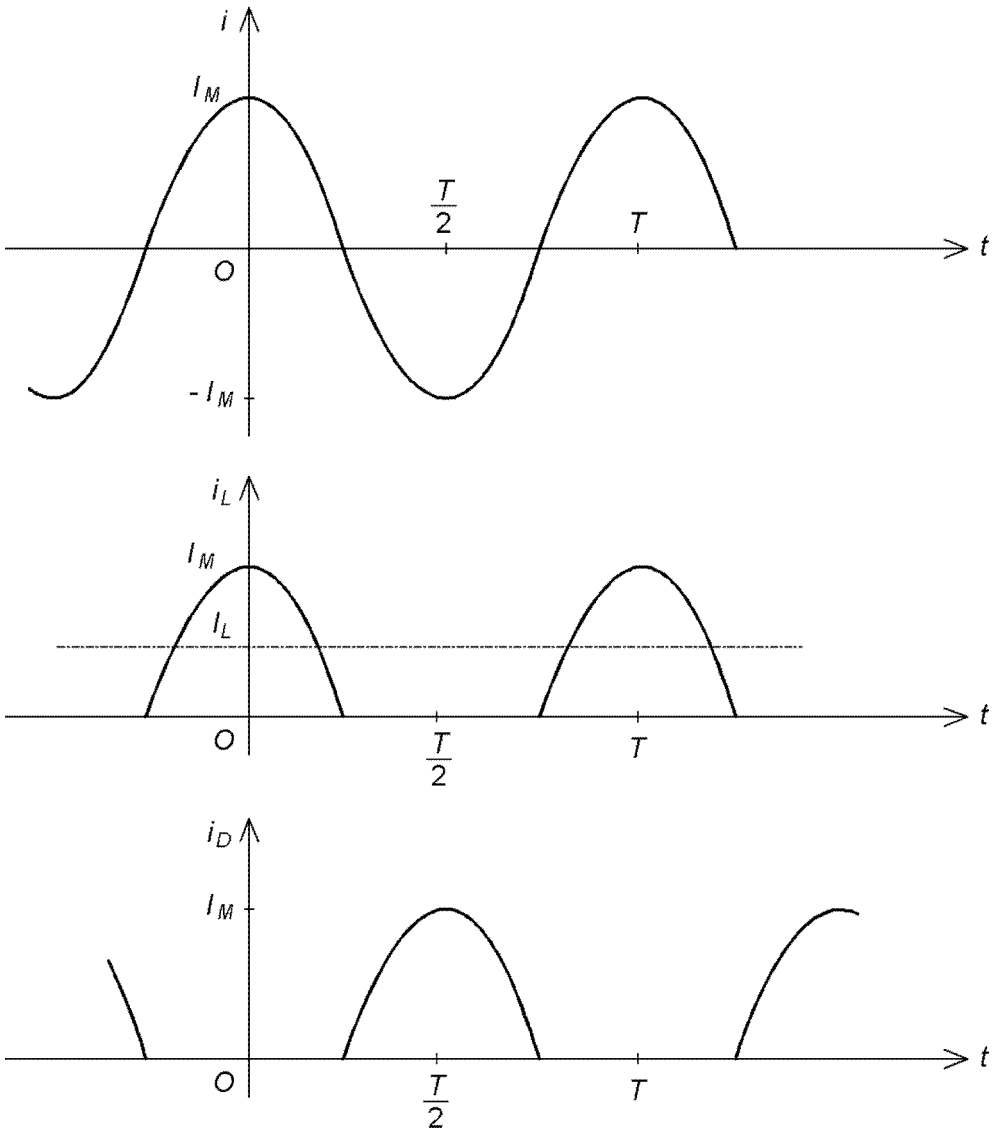


Figure 13.2 – Répartition des courants.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le courant dans la DEL est redressé et sa valeur moyenne est :

$$I_L = \frac{I_M}{\pi}$$

soit :

$$I_L = \frac{C\omega V\sqrt{2}}{\pi} = 2\sqrt{2}f\,VC$$

On peut donc choisir la capacité C quand on a fixé une intensité moyenne I_L dans la DEL :

$$C = \frac{I_L}{2\sqrt{2}f\,V}$$

Le condensateur doit avoir une tension de service supérieure à l'amplitude du secteur :

$$V_M = V\sqrt{2}$$

soit :

$$V_M = 230\sqrt{2} = 325\ \text{V}$$

On prend donc un condensateur 400 V. Pour les applications en liaison directe avec le réseau, il faut prendre un condensateur de sécurité de classe X2. Ce type de composant est auto-cicatrisant et ne provoque donc pas de court-circuit en cas de défaut. Pour ces modèles spécifiques, la tension nominale donnée par les fabricants est souvent une valeur efficace de tension sinusoïdale. Il faut alors choisir ici un condensateur 275 V (on précise alors AC) qui est adapté au réseau 230 V (*figure 13.3*).

Figure 13.3 – Condensateur de sécurité.

En pratique, on ajoute deux résistances au circuit de base *(figure 13.4)*.

En l'absence de R_1, une surintensité impulsionnelle apparaît à la mise sous tension (on veut imposer une discontinuité de tension aux bornes du condensateur). R_1 limite la surintensité dans le cas le plus défavorable à :

$$I_{max} = \frac{V_M}{R_1}$$

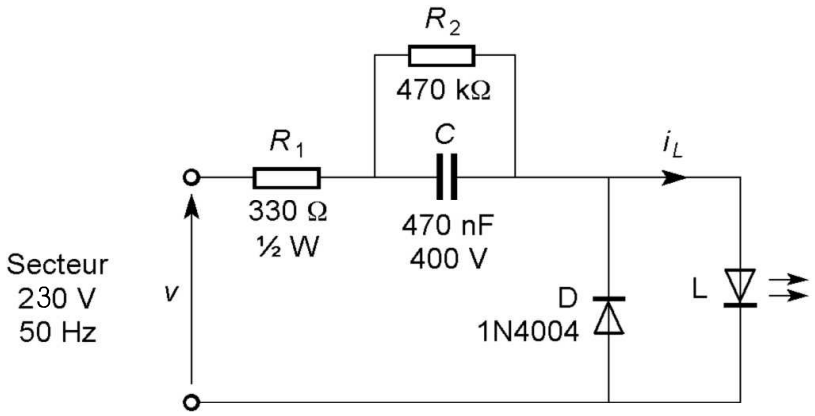


Figure 13.4 – Résistances additionnelles.

En fonction de l'intensité maximale acceptée par la DEL, on calcule la valeur minimale à attribuer à R_1 :

$$R_1 = \frac{V_M}{I_{max}}$$

On prend alors la première valeur normalisée qui peut convenir car il faut minimiser les pertes par effet Joule dans cette résistance, en assurant la condition :

$$R_1 \ll \frac{1}{C\omega}$$

Il faut bien sûr correctement dimensionner le composant :

$$P_{max} = R_1 I^2$$

avec :

$$I = C\omega V$$

La résistance R_2 permet de décharger le condensateur quand on débranche l'alimentation. En son absence, il peut rester une tension dangereuse dans le circuit déconnecté. À la coupure, la tension aux bornes de C diminue exponentiellement :

$$v_C = V_0 e^{-\frac{t}{\tau}}$$

avec :

$$\tau = R_2 C$$

On peut considérer que le condensateur a perdu sa charge (à 5 % près) au bout de 3τ. Pour ne pas dériver un courant sensible, il faut assurer la condition :

$$R_2 \gg \frac{1}{C\omega}$$

Un compromis entre décharge rapide et faible courant dérivé conduit à des valeurs de quelques centaines de kilo-ohms ou quelques mégohms.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Exemple

On impose une intensité moyenne de l'ordre de 15 mA dans la DEL. La capacité du condensateur doit donc valoir :

$$C = \frac{15 \times 10^{-3}}{2\sqrt{2} \times 50 \times 230} = 4,61 \times 10^{-7} \text{ F}$$

On choisit la valeur normalisée 470 nF, avec une tension de service de 400 V. À la mise sous tension, on souhaite limiter le courant dans la DEL à 1 A dans le cas le plus défavorable, ce qui donne :

$$R_1 = \frac{230\sqrt{2}}{1} = 325 \ \Omega$$

Une valeur normalisée de 330 Ω, 5 % convient. Cette résistance est bien faible devant l'impédance du condensateur :

$$\frac{1}{C\omega} = \frac{1}{470 \times 10^{-9} \times 2\pi \times 50} = 6\,770 \ \Omega$$

La valeur efficace du courant en régime permanent est :

$$I = \frac{230}{6\,770} = 34 \text{ mA}$$

On en déduit la puissance dissipée par effet Joule :

$$P_{R1} = 330 \times (34 \times 10^{-3})^2 = 0,381 \text{ W}$$

On prend donc une résistance dans une série 0,5 W.

Pour le circuit de décharge du condensateur à la coupure de l'alimentation, on a choisi une résistance $R_2 = 470$ kΩ. Cette valeur étant nettement supérieure à l'impédance du condensateur, le courant dérivé est négligeable. La constante de temps de la décharge vaut :

$$\tau = 470 \times 10^3 \times 470 \times 10^{-9} = 0,22 \text{ s}$$

On peut donc considérer que la tension résiduelle aux bornes du condensateur est inférieure à 5 % de sa valeur de départ au bout de 0,66 s.

Enfin, la puissance dissipée dans cette résistance est :

$$P_{R2} = \frac{230^2}{470 \times 10^3} = 0,112 \text{ W}$$

13.2 Alimentation d'une charge quelconque

Il est possible de généraliser le principe précédent pour réaliser des alimentations continues sans isolement. La chute de tension se fait dans un condensateur (qui remplace le transformateur abaisseur) et deux diodes permettent d'aiguiller les deux alternances du courant dans des voies différentes. L'une de ces diodes permet d'alimenter la charge après qu'une diode Zener et un condensateur de forte capacité aient permis la création d'une tension sensiblement continue (*figure 13.5*).

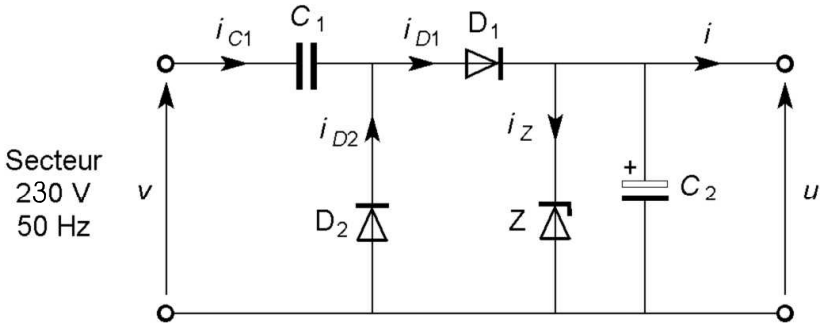


Figure 13.5 – Alimentation sans isolement.

Pendant les alternances négatives du secteur, le courant dans le condensateur produisant la chute de tension est :

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv}{dt}$$

Pendant les alternances positives, on a par contre :

$$i_{C1} = C_1 \frac{d(v-u)}{dt}$$

Toutefois, si la tension de sortie peut être considérée comme continue, cette formule se réduit à :

$$i_{C1} = C_1 \frac{dv}{dt}$$

La répartition du courant dans les diodes est similaire à celle que l'on avait précédemment (*figure 13.6*).

Le condensateur C_2 maintient à ses bornes une tension sensiblement constante qui a été fixée par le seuil de la diode Zener. La composante alternative du courant i_{D1} circule dans C_2 tandis que la composante continue se partage entre la diode Zener et la charge. Le maximum d'intensité disponible pour l'utilisation correspond donc à la valeur moyenne du courant redressé diminuée de l'intensité minimale I_{Zm} nécessaire au bon fonctionnement de la diode Zener :

$$I_{max} = \frac{I_M}{\pi} - I_{Zm}$$

Or, l'amplitude du courant alternatif est :

$$I_M = C_1 \omega V_M$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

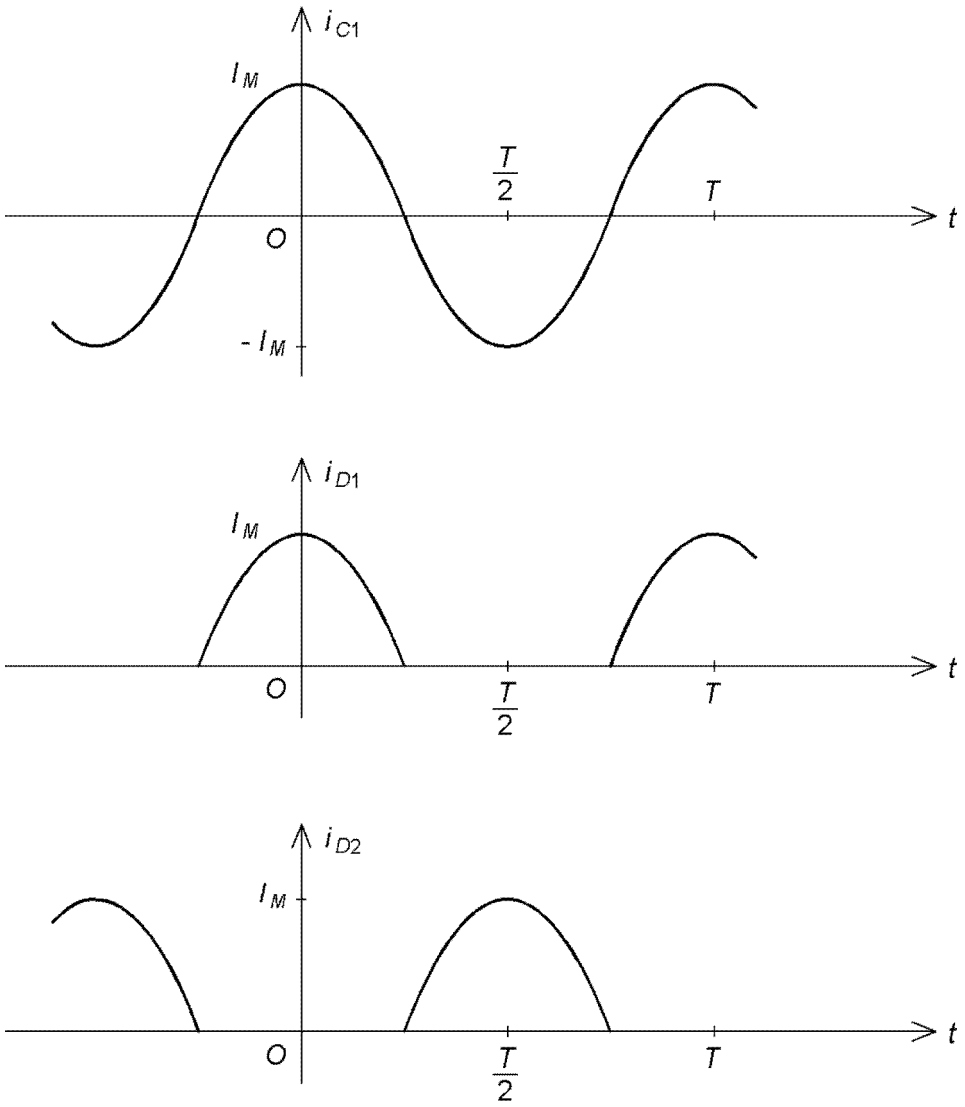


Figure 13.6 – Répartition des courants.

soit :

$$I_M = C_1 2\pi f V\sqrt{2}$$

On en déduit :

$$I_{max} = 2\sqrt{2}C_1 f V - I_{Zm}$$

Cette formule permet de choisir la capacité C_1 quand on s'impose l'intensité maximale I_{max} dans la charge :

$$C_1 = \frac{I_{max} + I_{Zm}}{2\sqrt{2} f V}$$

Le condensateur doit supporter une tension maximale supérieure à l'amplitude du secteur (325 V). On utilise donc une série 400 V.

Le condensateur C_2 se décharge pendant une durée peu différente d'une demi-période. En estimant le courant débité est sensiblement constant, la chute de tension de sortie vaut :

$$\Delta u = \frac{i}{C_2}\frac{T}{2}$$

soit :

$$\Delta u = \frac{i}{2C_2 f}$$

On peut alors choisir la capacité minimale qui permet de limiter cette chute à Δu_{max} (le cas le plus défavorable correspondant à l'intensité maximale I_{max}) :

$$C_{2min} = \frac{I_{max}}{2f\Delta u_{max}}$$

Le calcul étant relativement approché, il faut choisir la valeur de C_2 avec une bonne marge de sécurité.

Enfin, le circuit est complété par deux résistances comme dans le premier montage (*figure 13.7*).

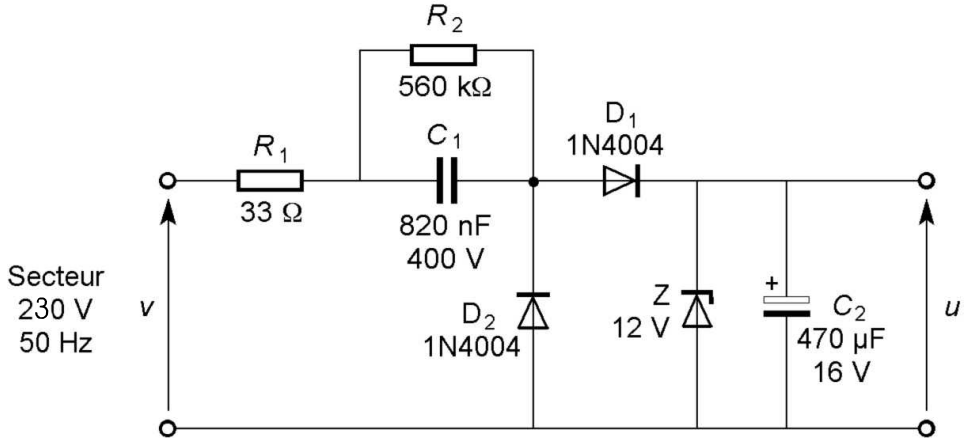


Figure 13.7 – Résistances additionnelles.

La résistance R_1 permet de limiter le courant à la mise sous tension et la résistance R_2 permet la décharge du condensateur C_1 lors de l'arrêt de l'alimentation.

Exemple

On veut réaliser une alimentation fournissant 12 V à une charge pouvant consommer jusque 20 mA. On souhaite que l'ondulation ne dépasse pas 5 %.

On calcule tout d'abord la valeur nécessaire pour la capacité C_1 en estimant que l'intensité minimale nécessaire au bon fonctionnement de la diode Zener est $I_{Zm} = 2$ mA :

$$C_1 = \frac{20 \times 10^{-3} + 2 \times 10^{-3}}{2\sqrt{2} \times 50 \times 230 + 2 \times 10^{-3}} = 6{,}76 \times 10^{-7}\ \text{F}$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

en estimant que l'intensité minimale nécessaire au bon fonctionnement de la diode Zener est $I_{Zm} = 2$ mA :

$$C_1 = \frac{20 \times 10^{-3}}{2\sqrt{2} \times 50 \times 230 + 2 \times 10^{-3}} = 6{,}76 \times 10^{-7} \text{ F}$$

On choisit un condensateur 820 nF, 400 V. Le courant peut ainsi être supérieur au maximum souhaité. On calcule ensuite la valeur minimale à attribuer à C_2 :

$$C_{2\,min} = \frac{20 \times 10^{-3}}{2 \times 50 \times 0,05 \times 12} = 3{,}33 \times 10^{-4} \text{ F}$$

On choisit par exemple un condensateur chimique 470 µF, 16 V. Le fait que ce condensateur est polarisé n'a pas d'importance puisque la tension à ses bornes est toujours de même signe. On impose ensuite une surintensité maximale de 10 A à la mise sous tension et on calcule :

$$R_1 = \frac{230\sqrt{2}}{10} = 32,5\ \Omega$$

Une résistance de 33 Ω convient. Cette valeur est bien faible devant l'impédance du condensateur :

$$\frac{1}{C_1\omega} = \frac{1}{820 \times 10^{-9} \times 2\pi \times 50} = 3\,880\ \Omega$$

L'intensité efficace en régime permanent est :

$$I_{C1} = \frac{230}{3\,880} = 59,3 \text{ mA}$$

La puissance dissipée dans la résistance de limitation est alors :

$$P_{R1} = 33 \times \left(59,3 \times 10^{-3}\right)^2 = 0,116 \text{ W}$$

On peut donc utiliser une série 0,25 W.

Pour la résistance de décharge, on a choisi une valeur de 560 kΩ. Cela conduit à une constante de temps qui vaut :

$$\tau = 560 \times 10^3 \times 820 \times 10^{-9} = 0,46 \text{ s}$$

La puissance dissipée est :

$$P_{R2} = \frac{230^2}{560 \times 10^3} = 0,094 \text{ W}$$

On utilise donc une série 0,25 W.

Les diodes D_1 et D_2 sont des modèles ordinaires pour le redressement 1N4004. N'importe quel autre type peut convenir. La diode Zener a une tension nominale

de 12 V. La puissance maximale qu'elle doit supporter correspond au fonctionnement à vide. En effet, dans ce cas, tout le courant continu passe par cet élément :

$$i_{Z\,max} = \frac{59,3 \times 10^{-3}\sqrt{2}}{\pi} = 26,7 \text{ mA}$$

Cela donne :

$$P_{Z\,max} = 12 \times 26,7 \times 10^{-3} = 320 \text{ mW}$$

Une puissance nominale de 400 mW ou 500 mW convient.

13.3 Quelques variantes

13.3.1 Simplification

Une diode peut être omise en faisant assurer deux fonctions à la diode Zener (*figure 13.8*).

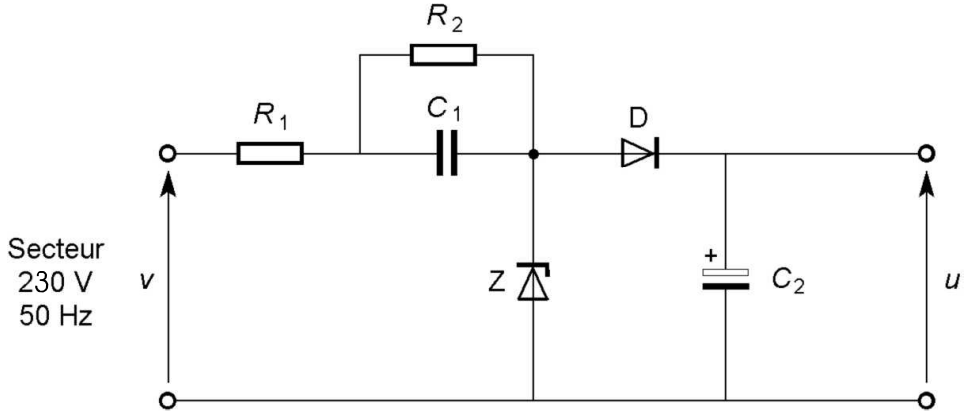


Figure 13.8 – Déplacement de la diode Zener.

Tout d'abord, elle remplace la diode D_2 des circuits précédents. Ensuite, elle assure l'écrêtage qui fixe la tension de sortie. Toutefois, il apparaît un écart entre la tension de Zener et la tension continue obtenue du fait de la diode D :

$$u = V_Z - v_D$$

La tension v_D est de l'ordre de 0,6 V à 0,7 V. Mis à part cette différence, le choix des composants s'effectue comme dans le montage de base.

13.3.2 Alimentation symétrique

Des tensions symétriques sont obtenues en associant deux alimentations simples (*figure 13.9*). Il suffit d'inverser les bornes des diodes pour arriver à une tension négative.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

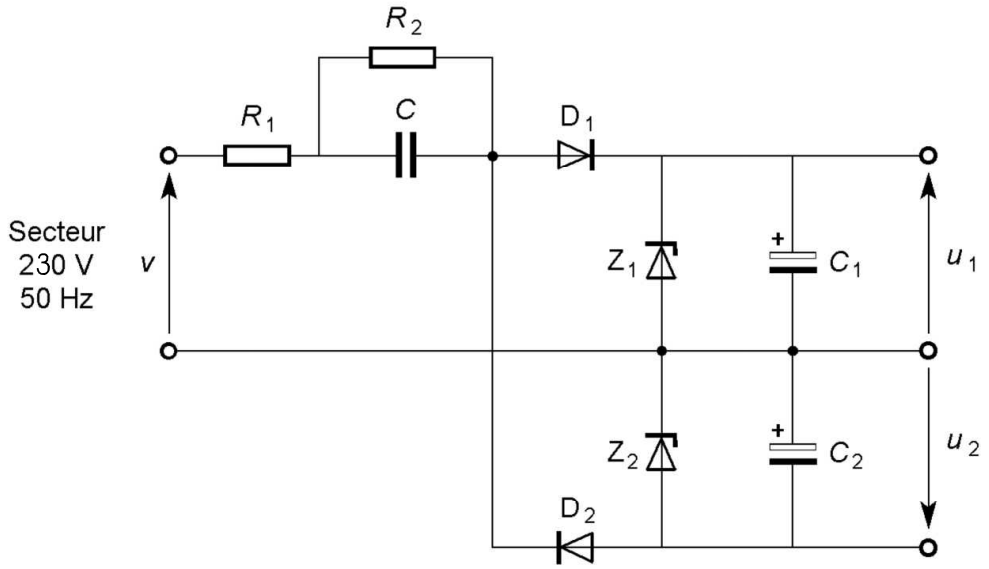


Figure 13.9 – Alimentation symétrique.

13.3.3 Redressement en pont

Un redressement en pont facilite le filtrage de la tension de sortie (*figure 13.10*).

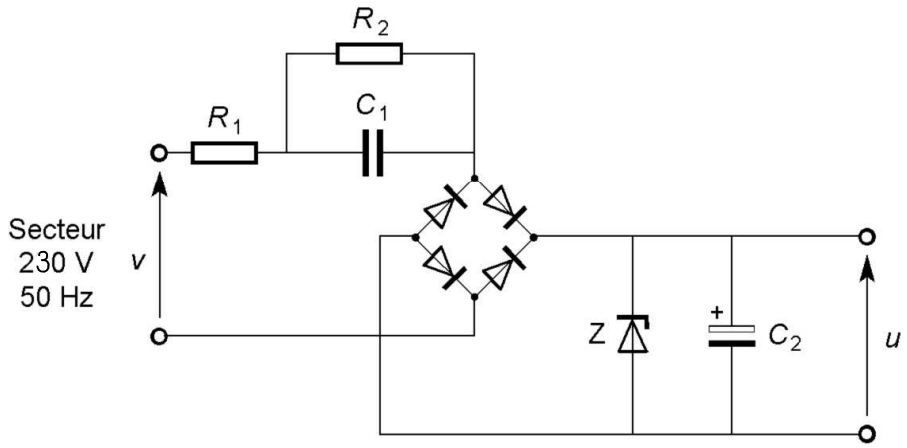


Figure 13.10 – Redressement en pont.

En effet, dans la structure de base, une alternance sur deux est perdue puisque le courant qui circule dans D_2 ne parvient pas à la charge. Avec l'amélioration envisagée, les deux alternances contribuent au résultat. Cela autorise l'emploi d'une capacité C_2 nettement plus faible pour une même exigence sur le taux d'ondulation de la tension de sortie. Le courant de sortie du pont comporte les deux alternances et son intensité moyenne est doublée par rapport à celle des montages précédents.

On répartit parfois la chute de tension entre deux condensateurs (*figure 13.11*). Aucun point du circuit basse tension n'est alors directement relié au secteur. Une autre variante consiste à remplacer deux diodes du pont par des diodes Zener et à supprimer celle qui était branchée en sortie (*figure 13.12*).

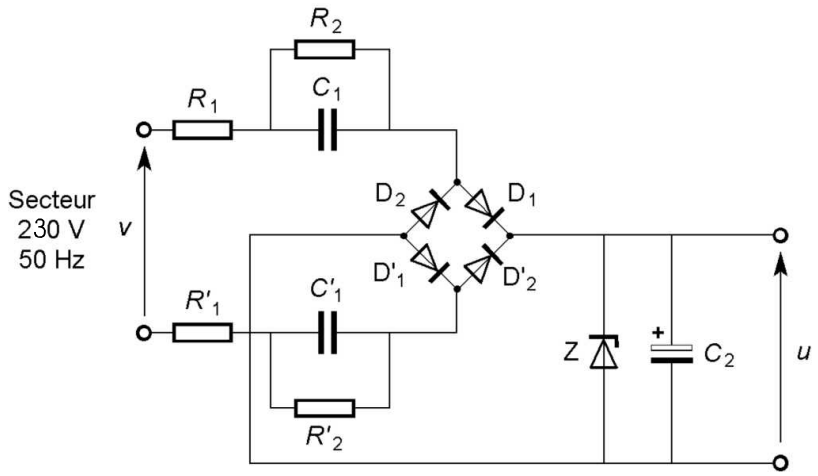


Figure 13.11 – Répartition de la chute de tension entre deux condensateurs.

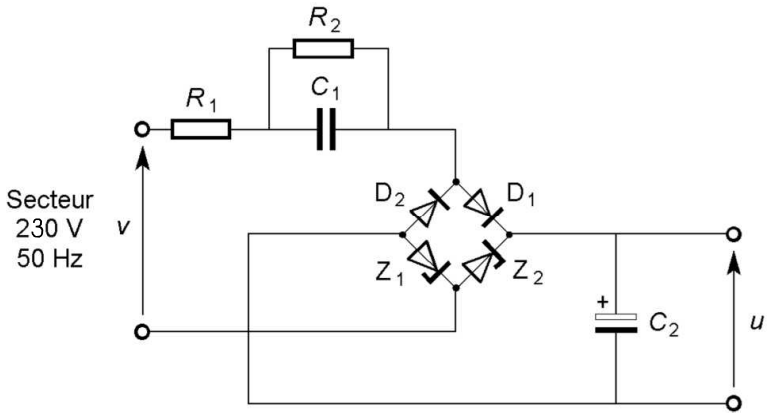


Figure 13.12 – Suppression de la diode Zener en sortie.

13.3.4 Stabilisation ou régulation de la tension de sortie

Enfin, il est parfois nécessaire de stabiliser ou de réguler la tension de sortie. Un simple stabilisateur à diode Zener peut souvent suffire (*figure 13.13*), mais un régulateur intégré est nécessaire si le courant débité est plus élevé (*figure 13.14*).

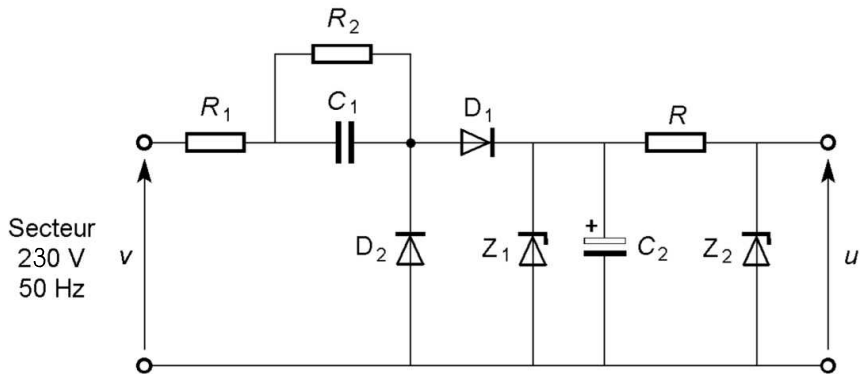


Figure 13.13 – Ajout d'un stabilisateur de tension.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

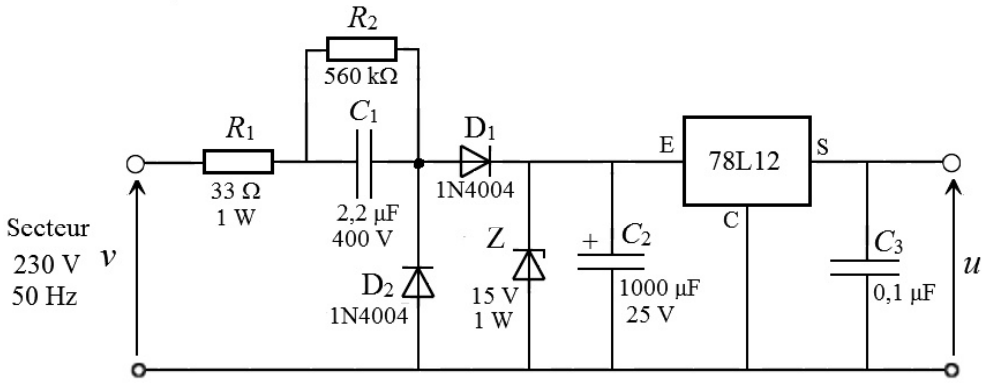


Figure 13.14 – Ajout d'un régulateur de tension.

Il faut alors prendre en compte le courant de polarisation I_Q de l'entrée du régulateur dans le calcul de la capacité C_1 :

$$C_1 = \frac{I_{max} + I_{Zm} + I_Q}{2\sqrt{2}fV}$$

Exemple

On veut réaliser une alimentation régulée fournissant 12 V à une charge pouvant consommer jusque 50 mA (c'est à peu près la limite pratique pour le courant qui peut être fourni par ce genre de montage).

Le régulateur intégré choisi est le 78L12 qui fournit une tension de 12 V avec un courant maximal de 100 mA. Pour respecter la chute de tension minimale entre entrée et sortie de ce régulateur (2,5 V dans le cas le plus défavorable), on choisit une diode Zener de tension nominale $V_Z = 15$ V.

L'intensité minimale nécessaire au bon fonctionnement de la diode Zener est $I_{Zm} = 2$ mA et le courant de polarisation de l'entrée du régulateur vaut $I_Q = 5$ mA dans le cas le plus défavorable (maximum). On calcule ainsi la valeur nécessaire pour la capacité C_1 :

$$C_1 = \frac{50 \times 10^{-3} + 2 \times 10^{-3} + 5 \times 10^{-3}}{2\sqrt{2} \times 50 \times 230} = 1{,}75 \times 10^{-6} \text{ F}$$

Un condensateur 2,2 µF, 400 V convient.

En imposant une ondulation de tension de 5 % à l'entrée du régulateur, on calcule la valeur minimale à attribuer à C_2 :

$$C_{2min} = \frac{50 \times 10^{-3}}{2 \times 50 \times 0{,}05 \times 12} = 833 \text{ µF}$$

On choisit par exemple un condensateur chimique 1 000 µF, 25 V. La marge de sécurité n'est pas très importante compte tenu des tolérances sur les capacités des condensateurs chimiques, mais le choix de l'ondulation de 5 % est fait à titre indicatif puisque le taux de rejet de l'ondulation du régulateur permet d'obtenir une ondulation beaucoup plus faible en sortie.

On impose ensuite une surintensité maximale de 10 A à la mise sous tension et on calcule :

$$R_1 = \frac{230\sqrt{2}}{10} = 32{,}5\ \Omega$$

Une résistance de 33 Ω convient. Cette valeur est bien faible devant l'impédance du condensateur :

$$\frac{1}{C_1\omega} = \frac{1}{2{,}2 \times 10^{-6} \times 2\pi \times 50} = 1450\ \Omega$$

L'intensité efficace en régime permanent est :

$$I_{C1} = \frac{230}{1450} = 159\ \text{mA}$$

La puissance dissipée dans la résistance de limitation est alors :

$$P_{R1} = 33 \times \left(159 \times 10^{-3}\right)^2 = 0{,}834\ \text{W}$$

Il faut donc utiliser une série 1 W.

Pour la résistance de décharge, on a choisi une valeur $R_2 = 560$ kΩ. Cela conduit à une constante de temps qui vaut :

$$\tau = 560 \times 10^3 \times 2{,}2 \times 10^{-6} = 1{,}23\ \text{s}$$

La puissance dissipée dans cet élément est :

$$P_{R2} = \frac{230^2}{560 \times 10^3} = 0{,}094\ \text{W}$$

On utilise donc une série 0,25 W.

Les diodes D_1 et D_2 sont des modèles ordinaires pour le redressement 1N4004.

La puissance maximale que doit supporter la diode Zener correspond au fonctionnement à vide. En effet, dans ce cas, presque tout le courant continu passe par cet élément. Il y a en fait un courant de polarisation de l'entrée du régulateur, mais le cas le plus défavorable correspond à son minimum qui n'est pas indiqué dans la notice et qu'il faut donc considérer comme étant nul :

$$i_{Z\max} = \frac{159 \times 10^{-3}\sqrt{2}}{\pi} = 71{,}6\ \text{mA}$$

Cela donne :

$$P_{Z\max} = 12 \times 71{,}6 \times 10^{-3} = 859\ \text{mW}$$

Une puissance nominale de 1 W convient.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

13.4 Lampes à LED

Les lampes à LED[1] (*light-emitting diodes*, diodes électroluminescentes) ont conquis une grande place dans le marché de l'éclairage ces dernières années (*figure 13.15*). Leur faible consommation est un avantage notoire. Par contre, la pollution harmonique qu'elles engendrent représente un problème grandissant pour les réseaux électriques. Celle-ci est due au redresseur à filtre capacitif qui est nécessaire pour passer de la tension alternative du réseau à la tension continue aux bornes des diodes électroluminescentes.

Figure 13.15 – Lampe à LED.

Le schéma typique d'une lampe à LED est celui du redresseur en pont décrit précédemment. La seule différence est l'absence de la diode Zener puisque l'ensemble des diodes électroluminescentes en série joue le même rôle (*figure 13.16*).

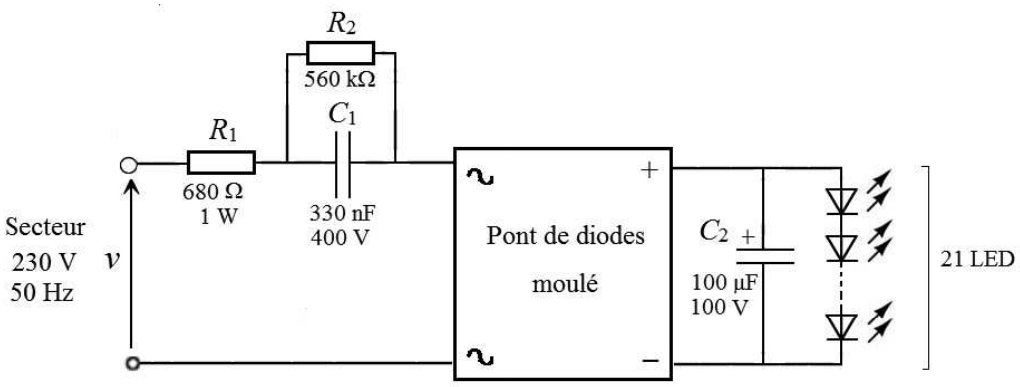


Figure 13.16 – Schéma électrique d'une lampe à LED.

[1] Dans ce domaine, l'usage a consacré l'acronyme anglais LED au détriment de l'acronyme français DEL.

Exemple

Une lampe comporte 21 LED branchées en série (7 groupes de 3) destinées à être parcourues par un courant d'environ 20 mA. La capacité $C_1 = 330$ nF convient bien puisque l'intensité moyenne du courant dans la charge pour un redresseur en pont est :

$$I_{max} = 4\sqrt{2}C_1 fv$$

ce qui donne :

$$I_{max} = 4\sqrt{2} \times 330 \times 10^{-9} \times 50 \times 230 = 21{,}5 \text{ mA}$$

Les paramètres des autres composants se chiffrent comme dans les exemples précédents. Chaque diode électroluminescente présente une tension à ses bornes d'environ 3,1 V pour une intensité de 20 mA, ce qui donne une tension totale aux bornes de la charge $21 \times 3{,}1 = 65{,}1$ V. La tension maximale supportée par le condensateur de sortie doit donc être 100 V. Le redresseur est ici un pont moulé, mais il peut également être constitué de quatre diodes séparées.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 14

ÉCHAUFFEMENT DES COMPOSANTS

Les puissances mises en jeu dans les alimentations continues étant assez élevées, les pertes d'énergie dans les différents composants (diodes, transistors, régulateurs intégrés...) conduisent à des échauffements non négligeables. Il faut cependant limiter la température afin d'assurer la sécurité et la fiabilité du système. Dans certains cas, le boîtier permet une évacuation suffisante de la chaleur, mais souvent, on est amené à employer des dissipateurs thermiques pour accroître les transferts.

14.1 Étude générale des échanges thermiques

14.1.1 Lois de base

Pour introduire les modèles thermiques, procédons au bilan énergétique d'un composant électronique pouvant être considéré comme un corps homogène de masse m et de capacité calorifique massique c dont la température θ est uniforme. Il est placé dans un milieu ambiant de température θ_a.

Le système considéré est le composant. Pendant la durée élémentaire $\mathrm{d}t$, la variation élémentaire $\mathrm{d}U$ de l'énergie interne du système est :

$$\mathrm{d}U = mc\,\mathrm{d}\theta$$

Le composant reçoit une puissance électrique P de la part du reste du circuit. Le travail électrique élémentaire δW_e correspondant est :

$$\delta W_e = P\,\mathrm{d}t$$

Les transferts thermiques peuvent s'effectuer selon trois processus distincts :

- la conduction (transmission sans mouvement de matière) ;
- la convection (déplacement d'un fluide) ;
- le rayonnement (émission d'énergie électromagnétique).

L'un ou l'autre de ces trois phénomènes peut être prépondérant suivant les conditions du transfert thermique. Les lois qui régissent les transferts thermiques sont différentes pour les trois processus. De façon générale, la caractéristique thermique (puissance P_e cédée par le corps au milieu extérieur en fonction de sa température θ) est une courbe (*figure 14.1*). Toutefois, lorsque l'écart de température

n'est pas trop important (quelques dizaines de degrés Celsius), il est possible de procéder à une linéarisation qui conduit à écrire que la puissance P_e cédée est proportionnelle à l'écart de température entre le corps (θ) et le milieu ambiant (θ_a) :

$$P_e = hS(\theta - \theta_a)$$

Le coefficient de proportionnalité est égal au produit de la surface d'échange S et d'un paramètre h appelé coefficient de transfert thermique. Ce dernier ne peut être considéré comme constant que dans des conditions données.

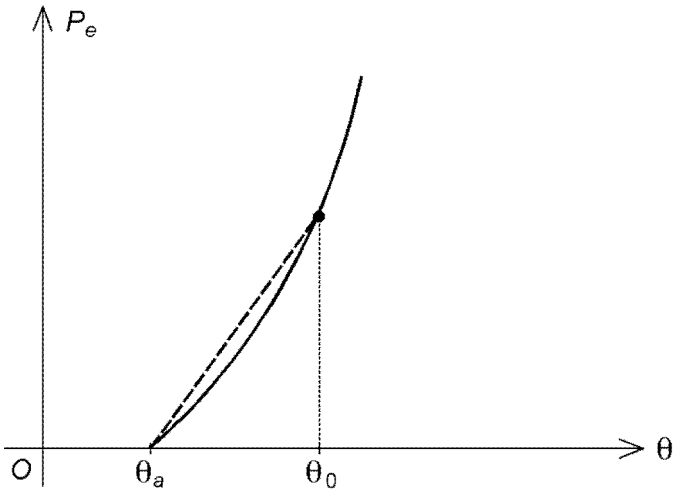


Figure 14.1 – Caractéristique thermique avec sa linéarisation.

Le composant est en contact thermique avec le milieu ambiant de température θ_a par sa surface extérieure S. Si les hypothèses de linéarisation sont satisfaites, le transfert thermique élémentaire δQ s'exprime par :

$$\delta Q = -hS(\theta - \theta_a)\ \mathrm{d}t$$

Le signe – provient du fait que l'on compte positivement les transferts thermiques reçus par le système.

Le travail des forces de pression peut être considéré comme nul si la dilatation du corps est négligeable. Le premier principe de la thermodynamique conduit donc à :

$$\mathrm{d}U = \delta W_e + \delta Q$$

soit :

$$mc\,\mathrm{d}\theta + hS(\theta - \theta_a)\ \mathrm{d}t = P\,\mathrm{d}t$$

On obtient ainsi une équation différentielle linéaire du premier ordre :

$$mc\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} + hS(\theta - \theta_a) = P$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

14.1.2 Analogie électrique

Dans la relation précédente, on pose :

$$\mathscr{C} = mc$$
$$\mathscr{G} = hS$$

$\mathscr{C}$ est la capacité calorifique du corps (en joules par kelvin) et $\mathscr{G}$ est la conductance thermique entre le corps et le milieu ambiant (en watts par kelvin).

On utilise souvent son inverse, la résistance thermique (en kelvins par watt) :

$$\mathscr{R} = \frac{1}{\mathscr{G}}$$

L'équation différentielle s'écrit alors :

$$\mathscr{C}\frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} + \mathscr{G}(\theta - \theta_a) = P$$

On constate une analogie formelle entre les phénomènes thermiques et l'électrocinétique. Il suffit en effet de faire les correspondances du *tableau 14.1*.

Tableau 14.1 – Analogie entre échanges thermiques et électrocinétique.

Échanges thermiques	Électrocinétique
Puissance thermique P	Intensité i
Température θ	Potentiel v
Différence de température $\theta - \theta_a$	Différence de potentiel (tension) u
Résistance thermique $\mathscr{R}$	Résistance R
Conductance thermique $\mathscr{G}$	Conductance G
Capacité thermique $\mathscr{C}$	Capacité C

Dans ces conditions, l'équation différentielle précédente est celle d'un circuit électrique analogue (*figure 14.2*).

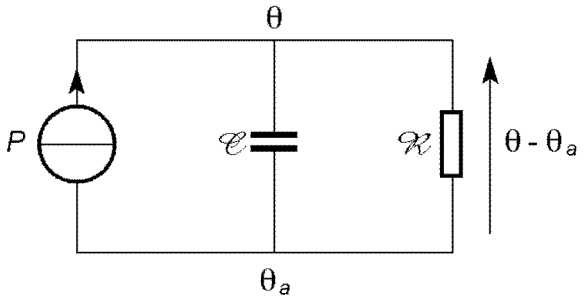


Figure 14.2 – Circuit électrique analogue.

L'intérêt de cette représentation apparaît surtout lorsque les échanges thermiques se produisent entre plusieurs corps. On peut alors tracer des schémas électriques qui traduisent les différentes équations, puis raisonner comme en électrocinétique.

On utilise la loi des nœuds, la loi des mailles, mais aussi les formules d'association d'éléments en série ou en parallèle, le théorème de Thévenin, etc. Cela facilite beaucoup l'étude et permet à l'électronicien de retrouver des méthodes familières.

Il ne faut cependant pas oublier que la réalité physique est un peu plus complexe à cause de la non-linéarité de la caractéristique thermique lorsque les phénomènes de convection et de rayonnement sont en jeu. Les résultats obtenus par l'application sans discernement de l'analogie électrique peuvent alors être erronés.

14.1.3 Échauffement en régime continu

On considère qu'une puissance P constante est fournie au corps à partir d'un instant choisi comme origine des temps. Il s'agit donc d'une excitation du système par un échelon. La résolution de l'équation différentielle conduit à une réponse exponentielle :

$$\theta - \theta_a = \Delta\theta_M \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_t}}\right)$$

La constante de temps thermique est :

$$\tau_t = \mathcal{R}\mathcal{C}$$

Au bout d'un certain temps, la température se stabilise, c'est le régime permanent (*figure 14.3*) :

$$\theta_0 - \theta_a = \Delta\theta_M = \mathcal{R}P$$

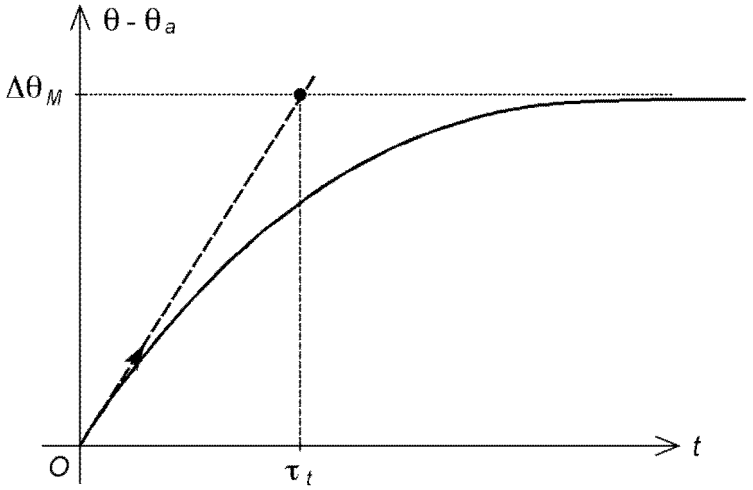


Figure 14.3 – Réponse à un échelon.

La durée de la montée en température (le régime transitoire) ne peut se chiffrer qu'en imposant un écart maximal par rapport au niveau final puisque la courbe présente une asymptote horizontale. On peut estimer de manière approchée que

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

la valeur de régime permanent est atteinte à mieux que 5 % au bout de 3 τ_t , et à mieux que 1 % au bout de 5 τ_t.

Une particularité de la courbe est que la tangente au point de départ coupe l'asymptote après une constante de temps. La réponse obtenue correspond bien à celle du circuit électrique analogue : c'est la charge d'un condensateur par un générateur de courant présentant une résistance interne.

La conclusion de cette étude est que la température croît progressivement avant d'atteindre sa valeur de régime permanent, et que c'est cette dernière qui représente le cas le plus défavorable pour les calculs d'échauffements.

14.1.4 Échauffement en régime variable

On considère par exemple une variation de puissance en signal périodique rectangulaire (*figure 14.4*).

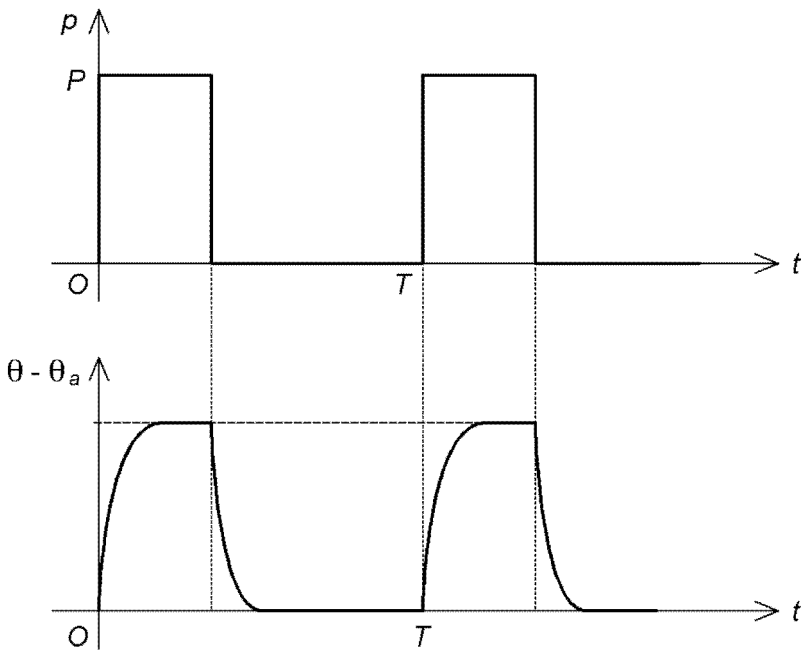


Figure 14.4 – Réponse à une variation lente de puissance.

Lorsque la puissance est *P*, la température du corps s'élève exponentiellement tandis que lorsque la puissance est nulle, la température diminue exponentiellement. Si les variations de puissance sont lentes (durées supérieures à plusieurs constantes de temps thermiques), les branches d'exponentielles atteignent pratiquement leurs asymptotes.

La température maximale est la même qu'en régime continu pour une puissance *P*. Par contre, si les variations de puissance sont rapides, les fluctuations de température se stabilisent entre deux limites (*figure 14.5*) : les asymptotes ne sont jamais atteintes.

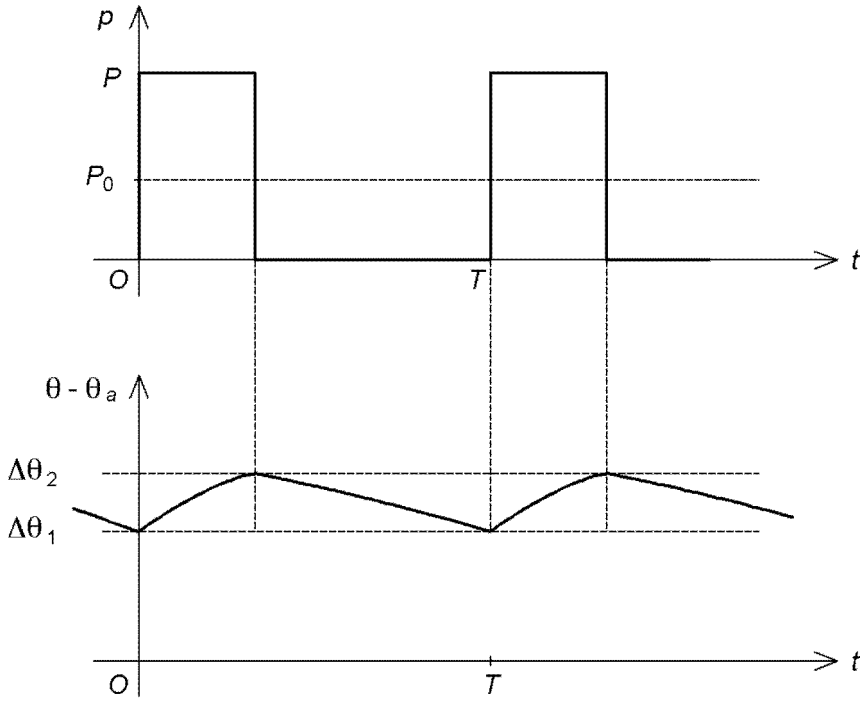


Figure 14.5 – Réponse à une variation rapide de puissance.

Ce régime établi succède à une montée progressive en température (*figure 14.6*).

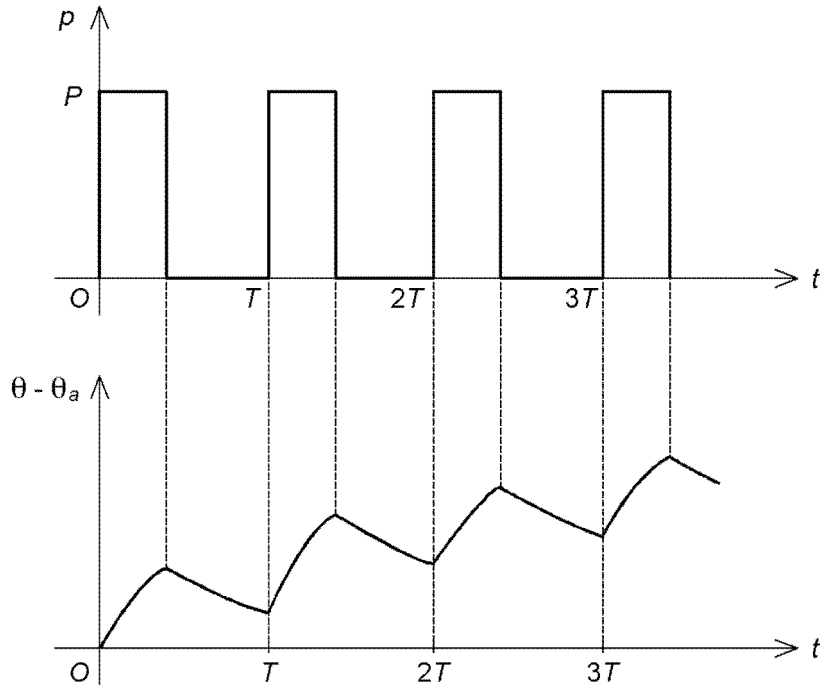


Figure 14.6 – Régime transitoire de montée en température.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Si les variations sont suffisamment rapides (durées très inférieures à la constante de temps thermique), la température fluctue très peu autour d'une valeur moyenne qui correspond à l'échauffement dû à la puissance moyenne P_0.

14.2 Application aux composants électroniques

14.2.1 Puissance dissipée

Diodes de redressement

Les variations des signaux à la fréquence de 50 Hz sont assez rapides pour que l'on puisse considérer la puissance moyenne pour les calculs d'échauffement. De manière générale, la puissance moyenne dissipée dans une diode est :

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T vi \, \mathrm{d}t$$

On peut souvent se contenter d'un calcul approché en linéarisant la caractéristique directe :

$$v = V_0 + r_D i$$

La puissance s'exprime alors en fonction de l'intensité moyenne I_0 et de l'intensité efficace I :

$$P = V_0 I_0 + r_D I^2$$

Transistors en régime linéaire

Si les tensions et les courants sont continus, la puissance dissipée totale est :

$$P = V_{CE} I_C + V_{BE} I_B$$

Le second terme est en général assez faible et on se contente de la formule approchée :

$$P \approx V_{CE} I_C$$

Diodes Zener

En continu, la puissance dissipée est :

$$P = V_Z I_Z$$

Régulateurs linéaires

Le courant de repos étant en général faible devant le courant de sortie, la puissance dissipée s'exprime par :

$$P = (v_E - v_S)\, i_S$$

Composants en commutation

La puissance dissipée est faible car elle n'est due qu'aux imperfections des composants. Ce sont essentiellement les pertes de commutation qui sont en cause. Leur évaluation est souvent assez délicate.

14.2.2 Échauffement d'un composant seul

Pour les éléments de faible puissance, c'est uniquement le boîtier qui permet l'évacuation de la chaleur. L'énergie est produite au niveau d'une jonction (température θ_j). Elle sert d'abord à échauffer la pastille de semi-conducteur (capacité thermique $\mathscr{C}_j$) pour une partie, tandis que le reste est transmis au boîtier (résistance thermique $\mathscr{R}_{jb}$). La température θ_b du boîtier s'élève (capacité thermique $\mathscr{C}_b$) et une certaine quantité de chaleur est évacuée vers le milieu ambiant (résistance thermique $\mathscr{R}_{ba}$).

On peut en général considérer que la température θ_a du milieu ambiant reste constante. Ces différents phénomènes peuvent être représentés par un schéma analogue (*figure 14.7*).

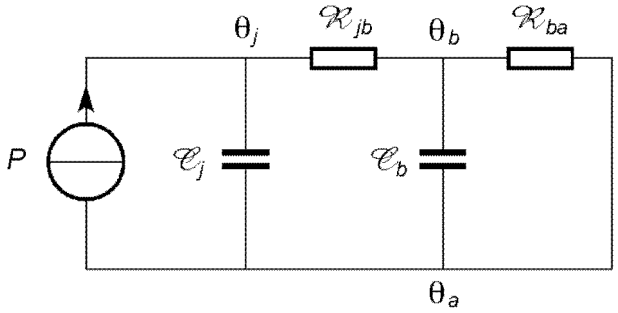


Figure 14.7 – Schéma électrique analogue pour l'échauffement d'un composant seul.

Le cas le plus défavorable qui nous intéresse pour la conception correspond au régime permanent (température maximale). On peut alors simplifier le schéma puisque les capacités thermiques n'interviennent plus (*figure 14.8*).

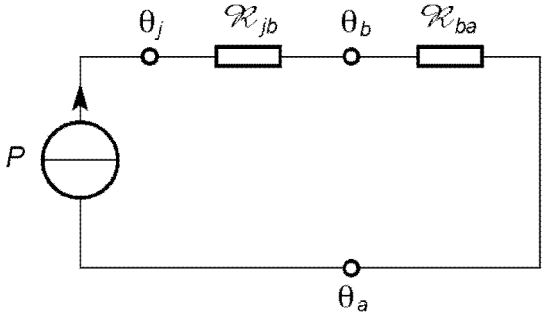


Figure 14.8 – Schéma valable pour le régime permanent.

On réduit le schéma en associant en série des résistances thermiques (*figure 14.9*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

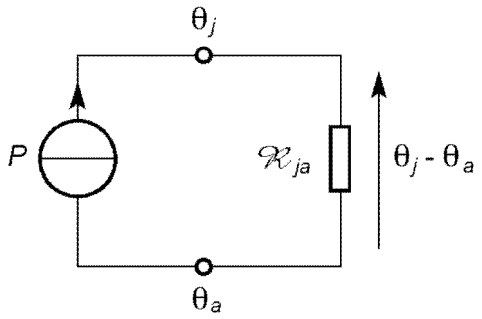


Figure 14.9 – Simplification par association des résistances thermiques.

La mise en équation conduit à :

$$\theta_j - \theta_a = \mathcal{R}_{ja} P$$

Pour un composant donné, la valeur de $\mathcal{R}_{ja}$ est indiquée dans la notice. La température ambiante maximale est imposée par le cahier des charges du dispositif ou évaluée en fonction des conditions d'emploi du composant. L'équation précédente permet de calculer la température maximale atteinte par la jonction :

$$\theta_{j\,max} = \mathcal{R}_{ja} P_{max} + \theta_{a\,max}$$

Ce maximum doit être inférieur à la limite absolue indiquée dans la notice (en général 150°C). Il est cependant souhaitable de limiter la température de la jonction afin d'assurer une meilleure fiabilité du composant. On impose en général un maximum de moins de 100°C.

Le calcul précédent n'est qu'approché. En effet, si le transfert thermique entre jonction et boîtier s'effectue bien par conduction, ce qui permet de définir une résistance thermique constante, la transmission d'énergie entre le boîtier et l'air ambiant se fait par convection et par rayonnement, et la résistance thermique correspondante dépend du point de fonctionnement utilisé. De plus, le transfert se fait également par conduction vers les soudures du composant (température θ_s), puis par convection et rayonnement du support du composant vers l'air ambiant (*figure 14.10*).

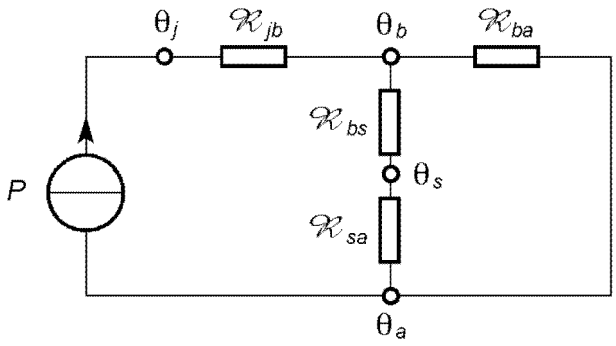


Figure 14.10 – Évacuation d'une partie de la chaleur par une soudure.

14.2.3 Échauffement d'un composant muni d'un dissipateur thermique

Si la température de jonction atteinte est trop élevée, on améliore les échanges thermiques en plaçant le composant sur une plaque métallique appropriée appelée dissipateur thermique, ou refroidisseur, ou encore radiateur. Dans ce cas, seule une petite partie de la chaleur est évacuée directement du boîtier vers l'air ambiant. L'essentiel passe par l'intermédiaire du dissipateur thermique. Le transfert entre boîtier et refroidisseur est caractérisé par la résistance thermique $\mathcal{R}_{br}$. Le dissipateur s'échauffe, ce qui correspond à une capacité thermique $\mathcal{C}_r$. Enfin, la chaleur est transmise à l'air ambiant (résistance thermique $\mathcal{R}_{ra}$). Les différents échanges du système sont représentés par un schéma analogue (*figure 14.11*).

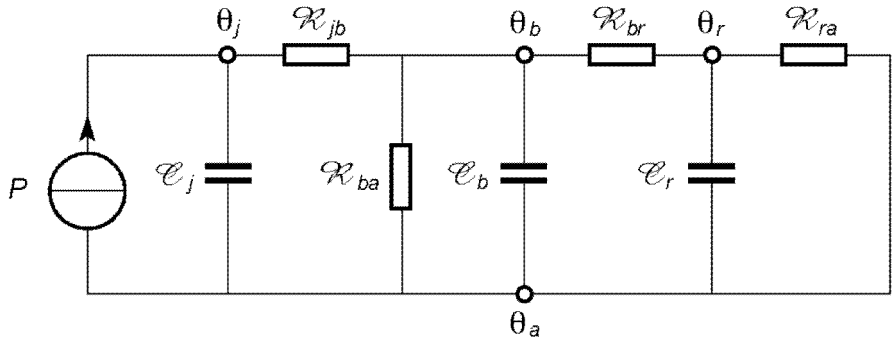


Figure 14.11 – Schéma électrique analogue pour l'échauffement d'un composant sur refroidisseur.

Le problème est de choisir un dissipateur correctement dimensionné pour limiter la température de jonction à une valeur donnée. Le cas le plus défavorable est toujours le régime permanent (*figure 14.12*).

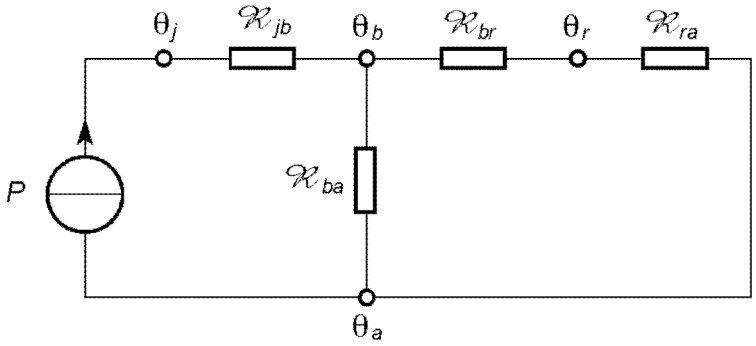


Figure 14.12 – Schéma valable pour le régime permanent.

Les échanges directs entre boîtier et air ambiant sont faibles par rapport à ceux qui se produisent par l'intermédiaire du refroidisseur. Cela signifie que la résistance thermique $\mathcal{R}_{ba}$ est beaucoup plus grande que la somme $\mathcal{R}_{br} + \mathcal{R}_{ra}$ et que l'on peut alors simplifier le schéma (*figure 14.13*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

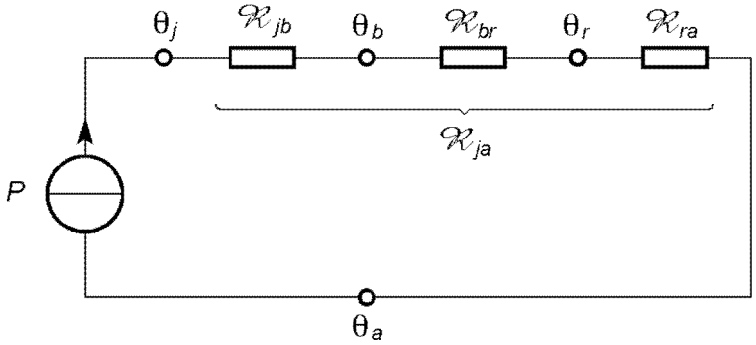


Figure 14.13 – Schéma simplifié.

L'équation correspondante s'écrit :

$$\theta_j - \theta_a = \mathcal{R}_{ja} P$$

La température maximale de la jonction est donc :

$$\theta_{j\,max} = \mathcal{R}_{ja} P_{max} + \theta_{a\,max}$$

La résistance thermique totale est :

$$\mathcal{R}_{ja} = \mathcal{R}_{jb} + \mathcal{R}_{br} + \mathcal{R}_{ra}$$

Pour limiter la température de la jonction à une valeur donnée, il faut que cette résistance thermique reste inférieure à un maximum :

$$\mathcal{R}_{j\,amax} = \frac{\theta_{j\,max} - \theta_{a\,max}}{P_{max}}$$

$\mathcal{R}_{jb}$ est donnée dans la notice du composant. Par contre, $\mathcal{R}_{br}$ dépend des conditions de fixation de l'élément sur le dissipateur. Le composant peut être placé directement sur le refroidisseur, mais on interpose le plus souvent une mince feuille de mica pour assurer un isolement électrique. L'emploi d'une graisse aux silicones permet d'améliorer la conduction thermique.

Selon les cas (type de boîtier, conditions de fixation), la résistance thermique $\mathcal{R}_{br}$ vaut de $0,1$ K·W^{-1} à 2 K·W^{-1}. Comme ce terme est en général nettement plus faible que la somme des autres résistances thermiques, on se contente d'une estimation. Pour un montage avec mica et graisse aux silicones, on prend souvent $0,5$ K·W^{-1} pour un boîtier TO-3 et 1 K·W^{-1} pour un boîtier TO-220.

Il reste alors à déterminer le dissipateur nécessaire. Si la valeur de $\mathcal{R}_{jb}$ est supérieure au maximum autorisé pour $\mathcal{R}_{ja}$, le problème est impossible à résoudre. Il faut alors changer de composant (utilisation d'un autre type de boîtier). Dans le cas contraire, on peut calculer la valeur maximale de la résistance thermique du dissipateur :

$$\mathcal{R}_{ra\,max} = \frac{\theta_{j\,max} - \theta_{a\,max}}{P_{max}} - \mathcal{R}_{jb} - \mathcal{R}_{br}$$

On choisit alors un modèle adéquat dans les catalogues des fabricants. Dans certains cas, il est plus pratique ou plus économique de réaliser soi-même le dissipateur à partir d'une plaque métallique. Des formules permettent alors de le dimensionner correctement suivant sa forme et sa position.

Exemple

On dispose d'une tension continue de 10 V et on souhaite obtenir une tension régulée de 5 V pour un débit de 0,5 A. On utilise un régulateur intégré. La puissance dissipée dans ce circuit est :

$$P_{max} = (10 - 5) \times 0,5 = 2,5 \text{ W}$$

La température ambiante peut atteindre 60°C et on souhaite limiter la température de la jonction à 100°C. On choisit un régulateur du type 7805 en boîtier TO-220. La résistance thermique de ce circuit vaut 4 $\text{K}\cdot\text{W}^{-1}$. On évalue $\mathscr{R}_{br}$ à 1 $\text{K}\cdot\text{W}^{-1}$ pour un montage avec mica et graisse aux silicones. On peut alors calculer la résistance thermique maximale du refroidisseur :

$$\mathscr{R}_{ra\,max} = \frac{100 - 60}{2,5} - 4 - 1 = 11 \text{ K}\cdot\text{W}^{-1}$$

Un modèle de résistance thermique 10 $\text{K}\cdot\text{W}^{-1}$ pour boîtier TO-220 se trouve facilement dans les catalogues des constructeurs.

Il arrive parfois que l'on utilise un radiateur unique pour plusieurs composants (par exemple un régulateur intégré associé à un transistor de puissance). Dans ce cas, il y a deux sources de puissance thermique (*figure 14.14*).

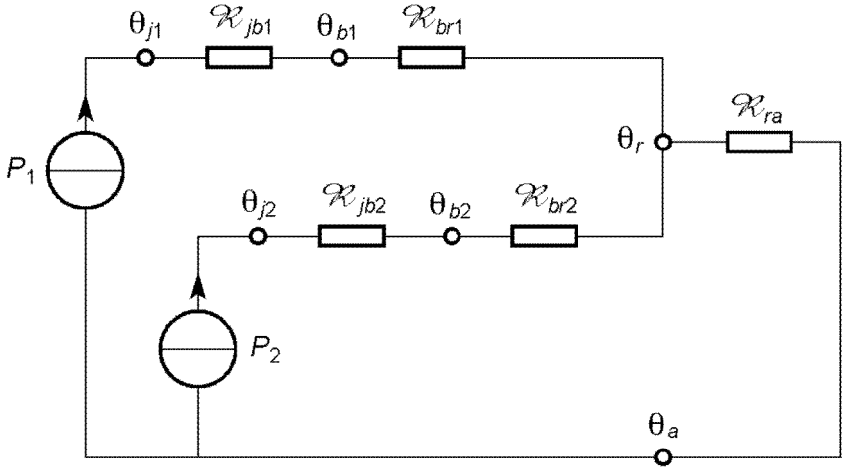


Figure 14.14 – Schéma électrique analogue pour l'échauffement de deux composants montés sur le même dissipateur (régime permanent).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 15

ALIMENTATIONS COMPLÈTES

De nombreux constructeurs commercialisent des alimentations complètes qui se présentent sous diverses formes. On distingue les alimentations d'équipements destinées aux ensembles électroniques importants et les alimentations de laboratoire.

15.1 Alimentations d'équipements

15.1.1 Différents types

Alimentations industrielles

Ce sont des alimentations simples et robustes pouvant délivrer des courants importants (plusieurs dizaines d'ampères pour certains modèles). Elles sont destinées aux appareillages électriques, aux automatismes et en particulier aux automates programmables. La tension de sortie est en général 24 V. Parmi les différentes références, on trouve des alimentations simplement redressées et filtrées et d'autres régulées.

Certaines réalisations sont à châssis ouvert, mais les plus nombreuses sont équipées d'un capot de protection. Le montage se fait souvent sur un rail DIN.

Alimentations châssis

Pour les applications électroniques, il existe de nombreux modèles d'alimentations linéaires ou à découpage possédant une ou plusieurs sorties et délivrant les tensions souvent utilisées (5 V, 12 V, 15 V...) avec des courants pouvant atteindre quelques ampères. Ce sont des alimentations régulées de performances suffisantes pour être utilisées dans les ensembles électroniques, en particulier dans le domaine informatique ou médical. Les protections sont plus ou moins élaborées suivant les cas.

Ces alimentations se présentent sous forme de châssis ouvert ou fermé ou d'éléments enfichables dans des bacs.

Alimentations modulaires

Ces alimentations, qui sont utilisées dans les appareils électroniques, se présentent sous forme de boîtiers fermés destinés à être montés sur une carte de circuit imprimé. Elles sont régulées et délivrent des tensions classiques (5 V, 12 V, 15 V...) sur une ou plusieurs sorties, mais avec une puissance plus modeste : les courants débités ne dépassent pas, suivant les modèles, 100 mA, 500 mA ou 1 A.

Convertisseurs de tension

Toutes les alimentations décrites jusqu'à présent étaient branchées sur le secteur alternatif, mais il existe aussi des dispositifs destinés à transformer une tension continue déjà présente. Il s'agit de convertisseurs à découpage, régulés ou non, assurant les fonctions d'abaisseur, d'élévateur ou d'inverseur sur une ou plusieurs sorties. Les courants débités sont modestes (centaines de milliampères). L'isolation galvanique entre l'entrée et la sortie est assurée pour certaines références, mais pas pour d'autres.

Ces convertisseurs sont encapsulés dans des boîtiers miniatures (en général du type DIL plastique à 24 broches) et se placent directement sur les circuits imprimés. La miniaturisation est souvent obtenue par une fabrication en technologie CMS.

Alimentations externes

Certains appareils électroniques ne possèdent pas d'alimentation interne, mais présentent une entrée à laquelle il faut appliquer une tension continue. Il existe des dispositifs permettant d'assurer la conversion alternatif/continu nécessaire. Pour de faibles puissances (quelques watts à une dizaine de watts), il s'agit d'adaptateurs secteur qui se présentent sous forme d'un boîtier à enficher directement sur une prise. Pour des puissances plus élevées (quelques dizaines de watts), on dispose d'alimentations de table fournies dans un boîtier à poser.

Dans les deux cas, la sortie se fait avec un cordon muni à son extrémité d'une fiche adaptée à celle de l'appareil à alimenter. Les tensions de sortie recouvrent les besoins habituels et certains modèles disposent d'une commutation des valeurs.

Sous une même présentation, ces dispositifs peuvent avoir une structure interne très différente : il s'agit suivant les cas d'alimentations simplement redressées et filtrées, ou munies d'un régulateur linéaire ou à découpage. On rencontre couramment cette solution dans le domaine de l'informatique ou des radiocommunications.

15.1.2 Critères de choix

Paramètres électriques

Tension

Les alimentations d'équipement sont toujours des sources de tension et la première caractéristique à considérer est évidemment la tension de sortie disponible (ou les

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

tensions dans le cas de sorties multiples). Les valeurs rencontrées sont relativement standardisées : 24 V dans le domaine des automatismes, 5 V, 12 V, 15 V... dans le domaine électronique. Pour répondre à des besoins particuliers, il existe quelques modèles dont la sortie est ajustable.

Courant

La deuxième caractéristique est le courant de sortie maximal disponible en permanence. Ce sont les circuits alimentés qui imposent le courant débité. Il faut donc faire un bilan des consommations des différentes parties du montage à alimenter dans le cas le plus défavorable. Ce travail assez fastidieux doit être fait soigneusement, car si l'alimentation est sous-dimensionnée, le fonctionnement de l'appareil sera défectueux (parfois uniquement dans certains cas particuliers de fonctionnement), et si l'alimentation est surdimensionnée, il s'agit d'un gaspillage à la fois au niveau du coût, mais également au niveau de l'encombrement et de la masse de l'appareil.

La limite de fonctionnement d'une alimentation est indiquée en général dans sa notice, directement en courant maximal, mais pour quelques modèles en puissance maximale. Dans ce dernier cas, il suffit de diviser la puissance par la tension pour obtenir le courant puisque l'on est en continu.

Si le courant fourni en permanence est le critère de choix essentiel, il ne faut pas oublier de vérifier que l'alimentation choisie peut débiter les pointes de courant que sa charge peut appeler en régime transitoire.

Ondulation résiduelle

Suivant la nature des circuits à alimenter, on tolère une ondulation plus ou moins importante : un montage à circuits intégrés est beaucoup plus exigeant sur ce point qu'un appareillage électrique. Les alimentations existantes ont des taux d'ondulation très divers suivant qu'il s'agit de modèles régulés ou non, et dans le premier cas, suivant le type de régulateur. Les régulateurs linéaires donnent les meilleures performances sur ce point.

Régulation

Ici encore, les circuits à alimenter sont plus ou moins exigeants au point de vue de la stabilité de la tension de sortie. La régulation de charge et la régulation de ligne peuvent donc être des paramètres importants. Les régulateurs linéaires ont ici aussi les meilleures caractéristiques.

Rendement

Ce paramètre peut être important, en particulier lorsque la puissance de l'alimentation est assez élevée. Dans ce cas, on privilégiera une alimentation à découpage. C'est également un critère de choix important pour les convertisseurs de tension utilisés dans les appareils portables.

Perturbation de l'environnement

Une alimentation perturbe le secteur car le courant appelé n'est pas du tout sinusoïdal, ce qui génère des harmoniques. Il en résulte à la fois une mauvaise utilisation de la puissance à cause d'un facteur de puissance insuffisant et une présence perturbatrice des harmoniques sur le secteur.

Par ailleurs, les alimentations à découpage ont des effets perturbateurs plus importants à cause des commutations. Les parasites se propagent à la fois par conduction vers le secteur, mais également par rayonnement (présence d'un champ magnétique et d'un champ électrique au voisinage du dispositif).

Quand on est en présence d'appareils sensibles et que l'on veut éviter les perturbations électromagnétiques, il faut utiliser une alimentation linéaire. Dans le cas du découpage, divers dispositifs permettent de limiter les effets des perturbations : filtres antiparasites sur la liaison au secteur, blindages... Dans le domaine des puissances élevées, la commutation douce permet de réduire ces problèmes.

Sécurité

Des problèmes de sécurité se posent dans les alimentations continues du fait de leur liaison directe avec le secteur, qui présente des potentiels dangereux pour l'utilisateur. Les contraintes dans ce domaine sont plus ou moins sévères, selon que l'alimentation est accessible à l'utilisateur sans protection supplémentaire comme dans le cas d'un adaptateur secteur, ou qu'elle est à l'intérieur d'un équipement possédant son propre isolement. Des normes définissent les protections à assurer en fonction des utilisations.

Un premier point important est le type de boîtier. Celui-ci doit assurer l'isolement, mais doit également posséder un bon comportement vis-à-vis des risques d'incendie (boîtier auto-extinguible).

Un autre point essentiel est la qualité de l'isolement existant entre le secteur et la charge : elle est définie par la tension d'isolement entre l'entrée et la sortie. Celle-ci varie habituellement entre 1 000 V et 4 000 V.

Fiabilité

Définitions

La fiabilité est la caractéristique d'un équipement exprimée par la probabilité qu'il remplira une fonction donnée sous des conditions définies et pour une durée fixée.

Si l'on dispose de N_0 appareils et qu'il en reste N en état de fonctionnement au bout d'une durée t, la probabilité est :

$$R(t) = \frac{N}{N_0}$$

Le taux de défaillance $\lambda(t)$ est défini par :

$$\lambda(t) = -\frac{1}{R(t)}\frac{\mathrm{d}R}{\mathrm{d}t}(t)$$

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Le paramètre rencontré dans les notices des appareils est la durée moyenne entre deux pannes θ, désigné en général par MTBF (*mean time between failures*) et dont la définition est :

$$\theta = \int_0^{\infty} R(t)\mathrm{d}t$$

L'expérience montre qu'il existe trois phases dans la vie d'un équipement (*figure 15.1*).

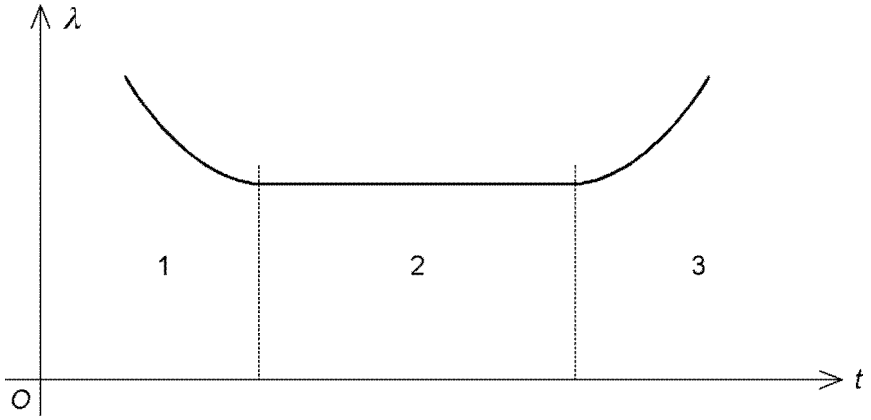


Figure 15.1 – Évolution du taux de défaillance.

La première phase est celle des défauts de jeunesse, la deuxième possède un taux de défaillance constant et la troisième correspond au vieillissement de certains composants.

Lorsque le taux de défaillance est constant, on peut écrire :

$$\theta = \frac{1}{\lambda}$$

Cas des alimentations

La fiabilité d'un appareil dépend de celle de ses différents composants. Dans les alimentations, ce sont les condensateurs électrochimiques qui représentent la plus grande cause de pannes, suivis des transistors de puissances et des circuits intégrés.

L'ordre de grandeur de la durée moyenne entre deux pannes va de quelques dizaines de milliers à quelques centaines de milliers d'heures, et atteint même le million d'heures pour quelques équipements.

15.2 Alimentations de laboratoire

Les alimentations de laboratoire sont destinées à fournir des tensions et des courants continus pour les montages en essai. Il peut s'agir de relever une caractéristique de composant ou d'alimenter un circuit testé hors de son environnement final. Pour remplir ces rôles, l'appareil est à la fois une source de tension réglable

à limitation de courant et une source de courant réglable à limitation de tension : sa caractéristique est rectangulaire (*figure 15.2*).

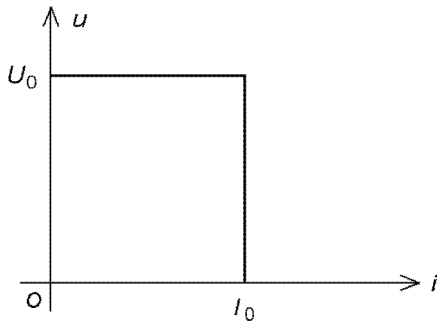


Figure 15.2 – Caractéristique rectangulaire d'une alimentation de laboratoire.

Quelques modèles de coût limité sont seulement des sources de tensions avec limitation de courant : le fonctionnement à courant constant est impossible.
La caractéristique principale d'une alimentation de laboratoire est l'étendue des variations possibles pour les tensions et les courants. Les modèles classiques permettent un réglage entre 0 et quelques dizaines de volts d'une part, entre 0 et quelques centaines de milliampères ou quelques ampères d'autre part. De nombreuses références possèdent plusieurs sorties indépendantes.
La précision de réglage est également essentielle : la présence de potentiomètres multitours ou d'un réglage fin associé à un réglage grossier est indispensable. L'affichage des valeurs obtenues est en général prévu sur un indicateur à aiguille pour les modèles anciens, ou sur un afficheur électroluminescent pour les autres. Il faut toutefois noter que la précision de ces mesures est nettement inférieure à celle que l'on obtient avec un multimètre de qualité.
Les alimentations de laboratoire sont des appareils robustes qui sont munis des protections nécessaires, compte tenu des contraintes sévères rencontrées dans leur utilisation. Cela justifie leur coût relativement élevé.

15.3 Mesures et tests

Il peut être nécessaire de procéder à quelques essais pour vérifier la conformité d'une alimentation à son cahier des charges. Si certaines mesures sont faciles, d'autres sont plus délicates et peuvent conduire à des erreurs quand on ne prend pas garde à certaines choses. Nous nous contenterons ici d'une première approche du sujet.

15.3.1 Caractéristique statique

Il s'agit de relever la courbe de la tension en fonction du courant pour un régime statique. Il faut d'abord choisir la charge adéquate. En effet, cet élément doit supporter le courant maximal sans échauffement excessif. Un rhéostat convient pour

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

cet usage, mais il ne donnera pas satisfaction si l'on souhaite ensuite procéder à des essais dynamiques à cause se son inductance parasite importante. Des résistances fixes de puissance peuvent également convenir quand on se contente de quelques points. Les modèles non bobinés sont plus intéressants car on pourra les conserver pour des essais dynamiques. Une charge active, réalisée à partir d'un transistor de puissance, peut également être utilisée.

La tension est mesurée par un voltmètre continu et l'intensité par un ampèremètre continu. Pour obtenir un résultat correct, il faut se préoccuper de la place d'un appareil par rapport à l'autre (*figure 15.3*).

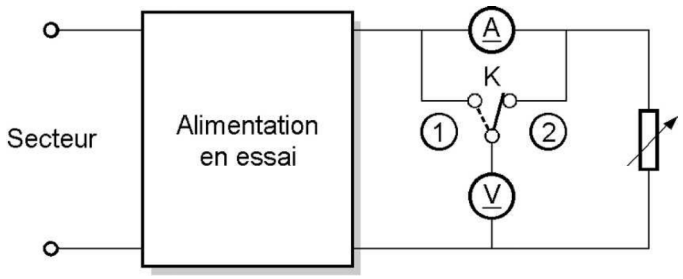


Figure 15.3 – Montage pour le relevé de la caractéristique de sortie.

Le commutateur K doit être en position 1 quand l'alimentation fonctionne en source de tension, et en position 2 quand elle forme une source de courant. Une erreur de branchement conduit à des mesures totalement fausses, car la résistance interne de la plupart des alimentations dans un fonctionnement en tension est nettement inférieure à la résistance de n'importe quel ampèremètre.

Il faut par ailleurs effectuer correctement les connexions, en plaçant par exemple le voltmètre directement sur les bornes de l'alimentation lors d'un fonctionnement en tension pour éviter de prendre en compte des résistances de conducteurs ou de contacts qui fausseraient le résultat.

Les mesures sont assez délicates car pour une alimentation stabilisée ou régulée, la tension varie peu pour un fonctionnement en tension, de même que le courant ne change guère lors d'un fonctionnement en courant. Il faut donc procéder soigneusement et disposer d'appareils ayant une bonne résolution, c'est-à-dire pouvant détecter une petite variation des grandeurs. Les écarts observés seront par exemple de quelques millivolts pour une tension d'une dizaine de volts quand on passe d'un fonctionnement à vide à la pleine charge.

15.3.2 Ondulation

L'ondulation peut être définie soit par sa valeur crête-à-crête, soit par sa valeur efficace.

Dans le premier cas, il suffit de brancher un oscilloscope en sortie et d'utiliser une liaison alternative afin d'éliminer la composante continue qui masque complètement l'ondulation.

Dans le second cas, il faut faire appel à un voltmètre valeur efficace vraie avec une liaison alternative, car l'ondulation n'est jamais sinusoïdale. Un voltmètre ordinaire qui n'effectue que des mesures en sinusoïdal n'est d'aucune utilité, la lecture ne représentant alors strictement rien. Un voltmètre valeur efficace vraie avec une liaison continue n'est pas plus intéressant, car il va indiquer la même valeur qu'en continu puisque la valeur efficace de l'ondulation est négligeable devant la valeur moyenne de la tension.

La valeur efficace de l'ondulation à mesurer étant très faible, il faut prendre toutes les précautions nécessaires pour éviter qu'elle ne soit masquée par des parasites apportés par la mesure. On sera en particulier attentif aux liaisons en utilisant des fils très courts et en évitant à tout prix les boucles de masse. En particulier, il ne doit exister qu'une seule liaison à la terre : ce n'est pas en général un problème, car la sortie des alimentations est le plus souvent flottante et la terre est alors apportée uniquement par l'appareil de mesure.

15.3.3 Qualité de la régulation

Régulation de charge

La régulation de charge est obtenue à partir de la caractéristique de sortie si elle a été tracée précédemment, ou à partir d'une mesure de la tension à vide U_0 puis de la tension U pour le courant maximal. Il suffit de calculer la variation relative $(U_0 - U)/U_0$ et d'exprimer le résultat en pourcentage. Les mesures doivent être faites avec soin car l'écart des tensions est faible : les régulations de charge sont le plus souvent inférieures à 1 %.

Régulation de ligne

Il faut dans ce cas faire varier l'amplitude de la tension d'entrée de l'alimentation. Pour cela, on peut utiliser un autotransformateur à rapport variable d'une puissance suffisante pour délivrer le courant appelé par l'alimentation (*figure 15.4*).

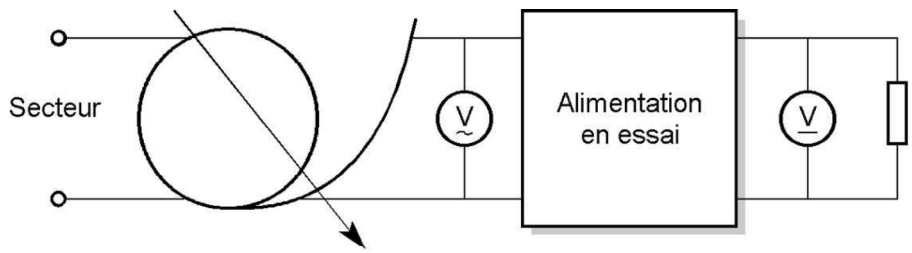


Figure 15.4 – Réalisation d'une tension d'entrée d'amplitude variable.

On chiffre l'écart relatif de tension de sortie pour un intervalle fixé de l'amplitude de la tension d'entrée. Ici encore, la mesure est délicate car les variations à détecter sont faibles : la régulation de ligne est en général de moins de 1 %.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 16

GÉNÉRATEURS ÉLECTROCHIMIQUES

De plus en plus d'appareils électroniques sont mobiles et ont donc besoin d'une alimentation autonome. Les générateurs électrochimiques sont en général à la base de ces dispositifs.

16.1 Généralités

16.1.1 Définition

Un générateur électrochimique est une source d'énergie électrique obtenue par transformation directe d'énergie chimique.

16.1.2 Classification

On distingue trois grandes catégories de générateurs électrochimiques : les piles, les accumulateurs et les piles à combustibles.

- Une pile est un générateur électrochimique qui n'est pas conçu pour être rechargé. Elle fournit l'électricité provenant de son potentiel chimique par construction (il n'y a pas de première charge à établir à la fabrication). Quand l'un des réactifs est épuisé, la pile est usée et il faut la jeter et la remplacer.
- Un accumulateur est un générateur électrochimique conçu pour être rechargé. Il peut servir à stocker de l'énergie. L'énergie électrique provient de l'énergie chimique des réactifs, mais lorsque la quantité de réactifs atteint un certain seuil, il faut recharger l'accumulateur, c'est-à-dire le brancher sur une source de tension continue pour inverser le sens de la transformation chimique et reconstituer les réactifs de départ.
- Une pile à combustible est un générateur électrochimique qui transforme l'énergie chimique en énergie électrique à partir de réactifs renouvelés continuellement.

REMARQUE

Dans le langage courant, l'appellation pile rechargeable est souvent employée improprement pour désigner un petit accumulateur de même format qu'une pile.

16.1.3 Types de générateurs électrochimiques utilisés

Les appareils électroniques font de plus en plus souvent appel aux piles et aux accumulateurs. Quelques réalisations à base de pile à combustible commencent également à apparaître. Les principaux types de piles utilisés sont les piles alcalines pour le bas de gamme et les piles au lithium pour les appareils plus élaborés. Les deux principaux types d'accumulateurs utilisés dans les appareils électroniques sont les accumulateurs nickel-hydrure métallique et les accumulateurs aux ions lithium. Les tensions par élément sont respectivement de 1,2 V et 3,6 V. Les accumulateurs sont souvent groupés en batterie pour augmenter la tension disponible.

16.2 Circuits électroniques associés

16.2.1 Types de circuits utilisés

Il faut le plus souvent associer un circuit électronique à un générateur électrochimique car la tension continue disponible n'est pas toujours adaptée à l'utilisation et elle varie selon l'état de charge et le courant débité.

On dispose de convertisseurs électroniques qui peuvent abaisser, élever ou inverser les tensions continues et qui délivrent un niveau extrêmement stable grâce à leur régulation. Trois catégories de régulateurs de tension sont disponibles : les régulateurs linéaires, les régulateurs à découpage, les régulateurs à pompe de charges.

- Les régulateurs de tension linéaires ne peuvent qu'abaisser la tension, mais ils permettent d'obtenir une tension continue de grande qualité : l'ondulation est très faible et la régulation présente d'excellentes performances. Le rendement médiocre et la chute de tension non négligeable restent des inconvénients, mais les modèles récents conçus spécifiquement pour les alimentations à piles ou à accumulateurs minimisent considérablement ces défauts.
- Les régulateurs à découpage peuvent abaisser, élever ou inverser les tensions avec un excellent rendement, ce qui est une qualité très recherchée pour tous les appareils électroniques à alimentation autonome. Ils ont l'inconvénient d'utiliser un composant inductif représentant toujours une masse et un encombrement supérieurs à ceux des autres éléments. Ils sont toutefois indispensables lorsque le courant débité dépasse les possibilités des convertisseurs de tension à pompe de charges.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

- Les convertisseurs de tension à pompe de charges permettent d'élever ou d'inverser les tensions avec un rendement élevé. Leur gros avantage par rapport aux convertisseurs de tension à découpage classiques est de ne pas employer de bobinage. Les convertisseurs de tension à pompe de charges sont limités à des courants débités relativement faibles. Cela suffit néanmoins à certains appareils à alimentation autonome.

Les circuits électroniques utilisés pour les alimentations issues de générateurs électrochimiques doivent également prévoir des fonctions qui ne sont pas nécessaires pour les alimentations issues du réseau électrique. Par exemple, un détecteur de seuil de décharge est souvent indispensable pour indiquer l'état des piles ou des accumulateurs à l'utilisateur.

16.2.2 Exemples de régulateurs linéaires

Quand un régulateur est destiné à fournir un faible courant à sa charge, il est important que son courant de repos soit le plus petit possible. Par exemple, le circuit MAX663 de *Maxim* est un régulateur CMOS qui délivre une tension fixe de 5 V avec un courant pouvant atteindre 40 mA et qui présente un courant de repos maximal de 12 μA. Il n'a besoin d'aucun composant externe pour fonctionner. On peut ainsi l'utiliser pour obtenir une alimentation 5 V à partir d'une pile 9 V (*figure 16.1*).

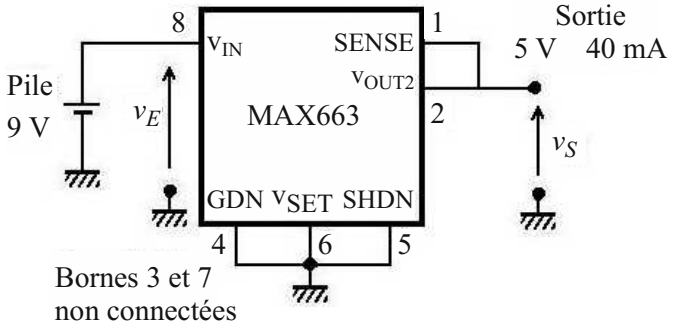


Figure 16.1 – Alimentation 5 V à partir d'une pile 9 V.

Le circuit MAX666 a des caractéristiques identiques à celles du MAX633, mais il possède en plus un détecteur de seuil de décharge (*figure 16.2*).

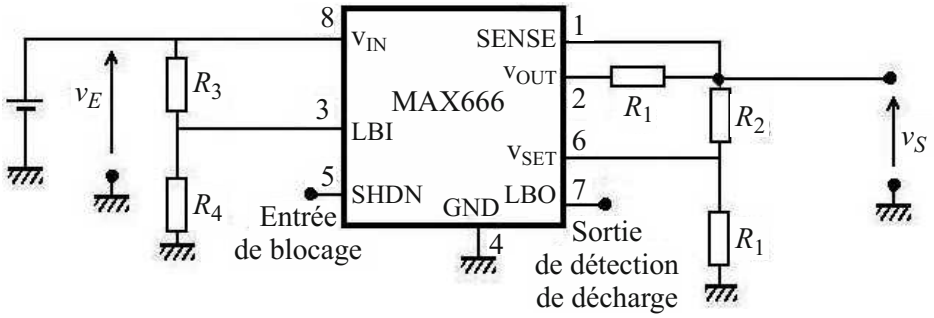


Figure 16.2 – Alimentation avec sortie de détection de décharge.

Le schéma proposé indique les possibilités supplémentaires qui n'ont pas été utilisées dans l'exemple précédent. Les résistances R_1 et R_2 associées à la borne V_{SET} permettent de choisir une tension de sortie différente de 5 V qui est donnée par la formule :

$$v_S = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_r$$

où V_r est une tension de référence interne valant 1,30 V. La faible valeur du courant de polarisation de l'entrée V_{SET} permet l'emploi de fortes valeurs pour les résistances. On choisit par exemple $R_1 = 1$ MΩ et on calcule :

$$R_2 = \left(\frac{v_S}{V_r} - 1\right) R_1$$

La résistance R_l associée à la borne SENSE permet d'imposer une limitation du courant de sortie à une valeur I_l. Celle-ci est déterminée par la formule :

$$R_l = \frac{V_l}{I_l} \quad \text{avec} \quad V_l = 0{,}5 \text{ V}$$

Les résistances R_3 et R_4 associées à la borne LBI permettent de choisir un seuil V_d pour la détection de décharge qui est donné par la formule :

$$V_d = \frac{R_3 + R_4}{R_4} V_r$$

La faible valeur du courant de polarisation de l'entrée LBI permet l'emploi de fortes valeurs pour les résistances. On choisit des résistances de l'ordre de quelques mégohms. Si la tension d'entrée chute en dessous du seuil prédéfini, la sortie LBO, en drain ouvert, passe à l'état bas.

L'entrée de blocage (SHDN) permet d'inhiber le fonctionnement du régulateur par l'application d'un niveau logique CMOS. Le courant consommé est alors réduit au courant de repos du régulateur (12 μA au maximum). Cela permet d'économiser l'énergie dans les phases où la sortie est inutilisée.

16.2.3 Exemples de régulateurs à découpage

Un premier exemple utilise un circuit intégré MAX638 de Maxim. Il s'agit d'un montage abaisseur permettant d'obtenir une tension de 5 V à partir d'une batterie de voiture 12 V (*figure 16.3*).

Un deuxième exemple utilise un circuit intégré LT1073-5 de *Linear Technology*. Il s'agit d'un montage élévateur permettant d'obtenir une tension de 5 V à partir d'une pile alcaline 1,5 V (*figure 16.4*).

Les circuits choisis comme exemples délivrent des courants de sortie modestes, mais les régulateurs à découpage peuvent fournir des courants nettement plus élevés.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

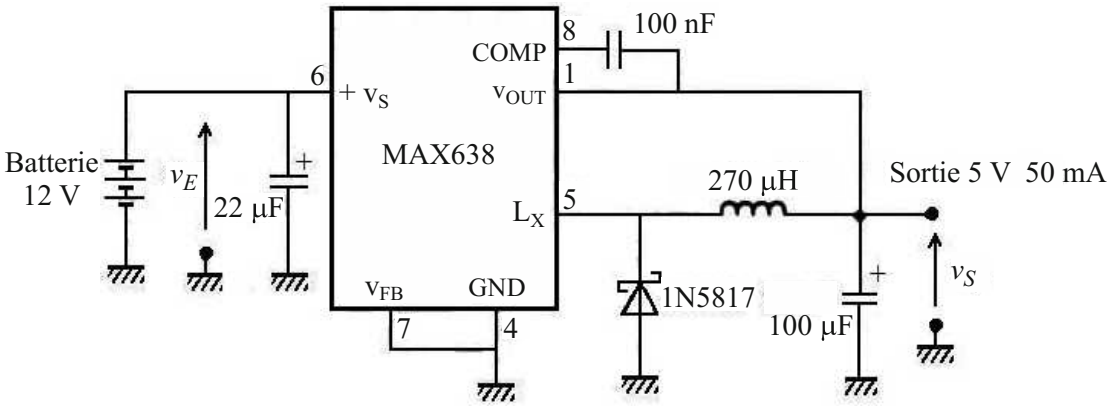


Figure 16.3 – Alimentation 5 V à partir d'une batterie 12 V.

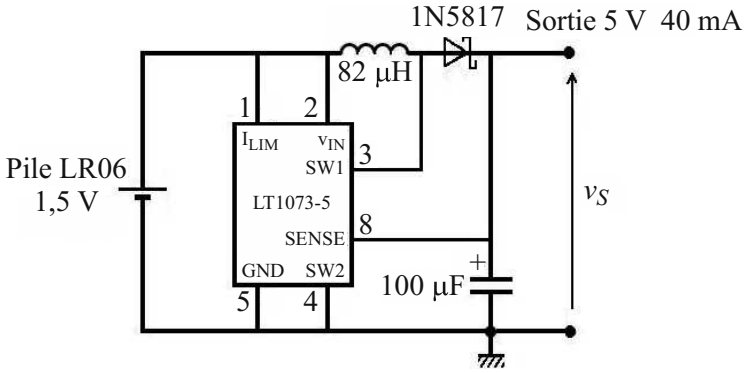


Figure 16.4 – Alimentation 5 V à partir d'une pile 1,5 V.

16.2.4 Exemples de régulateurs à pompe de charge

Le circuit intégré LTC3251-1.5 de Linear Technology est un régulateur abaisseur délivrant une tension de 1,5 V avec un courant maximal de 500 mA (ce qui est relativement élevé pour un régulateur à pompe de charge). On peut par exemple l'utiliser pour abaisser la tension d'un élément d'accumulateur aux ions lithium à un niveau de 1,5 V avec un excellent rendement (*figure 16.5*). Si la borne MD1 est mise à la masse, la borne MD0 sert d'entrée d'inhibition pour bloquer le fonctionnement du régulateur quand sa sortie n'est pas utilisée.

Le rendement est à peu près deux fois plus élevé que pour un régulateur linéaire remplissant la même fonction.

Autre exemple, le circuit intégré MAX860 de Maxim est un convertisseur à pompe de charge sans régulation. Il permet par exemple d'obtenir une tension négative −5 V à partir d'une tension positive 5 V déjà disponible (*figure 16.6*). Le courant de sortie peut atteindre 50 mA.

L'entrée FC permet de choisir entre trois fréquences de commutation. Si cette borne est à la masse, la fréquence est de 50 kHz. La borne $\overline{\text{SHDN}}$ est une entrée d'inhibition pour bloquer le fonctionnement du régulateur quand sa sortie n'est pas utilisée. Le circuit n'est pas régulé, ce qui implique que la tension de sortie dépend de la charge. La valeur typique de la résistance de sortie étant de 12 Ω, la

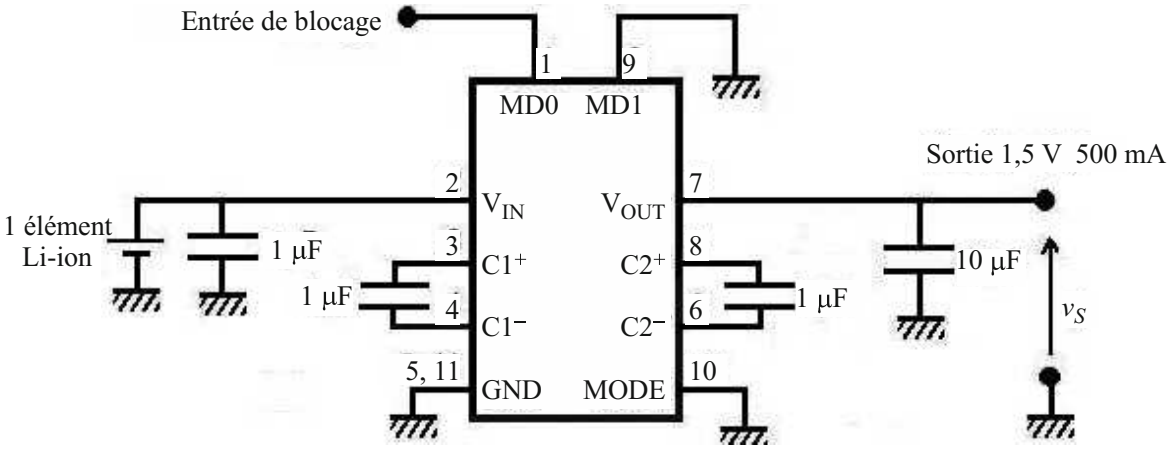


Figure 16.5 – Alimentation 1,5 V à partir d'un accumulateur aux ions lithium.

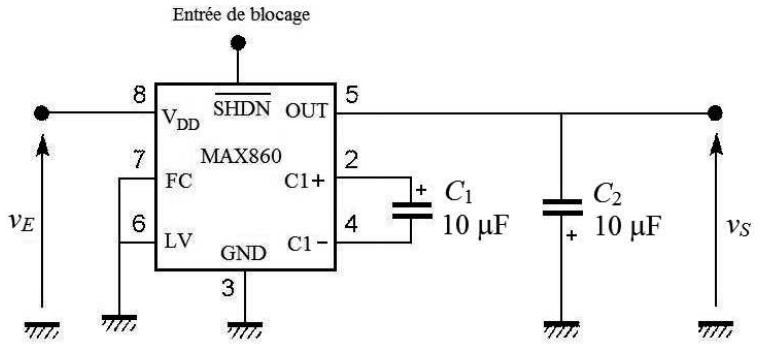


Figure 16.6 – Alimentation non régulée −5 V à partir d'une source 5 V.

tension passe à −4,4 V pour une charge consommant 50 mA. Les deux condensateurs doivent être des modèles à faible résistance série. Les capacités indiquées correspondent à un choix classique compte tenu de la fréquence de commutation employée, mais d'autres valeurs sont possibles. En augmentant C_1, on diminue la résistance de sortie et en augmentant C_2, on réduit l'ondulation de la tension de sortie.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

CHAPITRE 17

RÉCOLTE D'ÉNERGIE

L'utilisation de générateurs électrochimiques pour alimenter un appareil autonome présente un gros inconvénient : il faut régulièrement changer les piles ou recharger les accumulateurs. Il peut paraître séduisant d'utiliser une technique permettant à un dispositif de récolter de l'énergie à proximité de façon totalement autonome.

17.1 Présentation

17.1.1 Définition

La récolte d'énergie (en anglais *energy harvesting*) est la technique qui permet d'extraire de l'environnement immédiat l'énergie nécessaire à l'alimentation d'un appareil électronique.

17.1.2 Utilisation

La récolte d'énergie s'est développée pour l'alimentation des réseaux de capteurs sans fil. Aujourd'hui, son domaine d'emploi s'étend aussi bien dans le monde industriel que dans les applications médicales et grand public. Cette technique n'en est qu'à ses débuts, mais elle semble promise à un bel avenir et elle fait l'objet de nombreuses recherches.

17.1.3 Principes mis en jeu

De nombreuses sources d'énergie peuvent être exploitées grâce à des phénomènes physiques très différents : les vibrations avec l'effet piézoélectrique, les gradients de température avec l'effet thermoélectrique, la lumière avec l'effet photovoltaïque ou le rayonnement en radiofréquence avec une antenne... Nous allons décrire quelques exemples dans la suite de ce chapitre.

17.2 Récolte d'énergie mécanique de vibrations par transducteur piézoélectrique

17.2.1 Énergie disponible

L'énergie mécanique de vibrations est présente dans de nombreux environnements. Elle peut être due aux mouvements humains (marche par exemple), aux vibrations des machines industrielles ou des véhicules, etc.

Plusieurs possibilités existent pour récupérer cette énergie : transduction électromagnétique, électrostatique, magnétostrictive ou piézoélectrique... C'est ce dernier cas que nous allons présenter.

17.2.2 Effet piézoélectrique

La piézoélectricité, découverte en 1880 par les frères Pierre et Jacques Curie, est une propriété particulière des corps possédant une anisotropie cristalline. Un matériau piézoélectrique produit une tension électrique lorsqu'il subit une contrainte mécanique.

17.2.3 Dispositif de récolte

Pour exploiter l'effet piézoélectrique, on place une lame en porte-à-faux sur la structure subissant les vibrations pour former un système résonnant. On colle sur cette lame une ou plusieurs pastilles de céramique PZT (titano-zirconate de plomb) qui est un matériau piézoélectrique (*figure 17.1*).

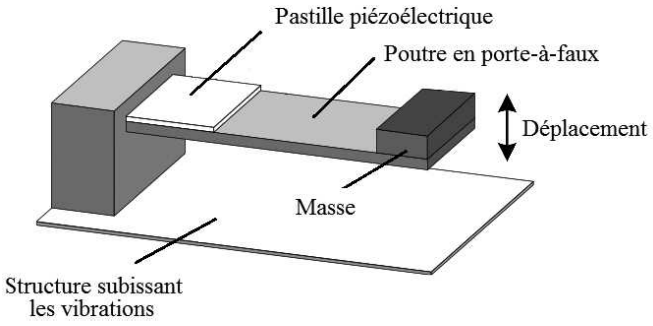


Figure 17.1 – Structure d'un convertisseur piézoélectrique.

Un modèle linéaire permet de décrire le fonctionnement mécanique du dispositif. Il comporte une masse M soumise à la force élastique de rappel d'un ressort de constante de raideur k et à la force de frottement visqueux d'un amortisseur de coefficient de frottement b. L'effet piézoélectrique correspond à un amortissement supplémentaire. Le système du deuxième ordre produit un déplacement y de la masse lorsque la vibration du bâti provoque un déplacement x (*figure 17.2*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

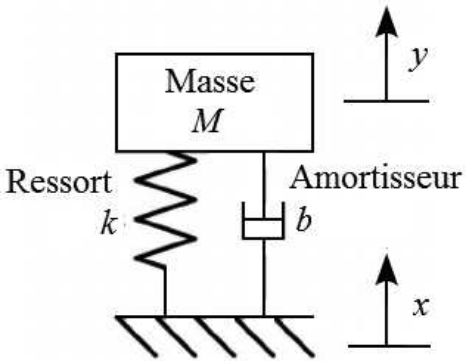


Figure 17.2 – Modèle mécanique du système.

Sur le plan électrique, un transducteur piézoélectrique est modélisé par une source de courant en parallèle avec une résistance et un condensateur (*figure 17.3*).

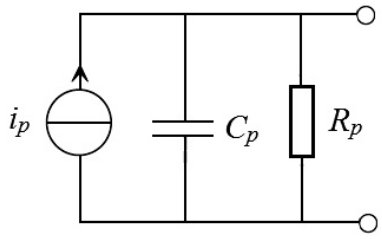


Figure 17.3 – Modèle électrique d'un transducteur piézoélectrique.

17.2.4 Circuit électronique associé

La tension variable obtenue aux bornes du transducteur piézoélectrique est transformée en tension continue stabilisée pour alimenter le circuit électronique ou pour charger un accumulateur. On peut utiliser un redresseur en pont de Graetz suivi d'un régulateur linéaire (*figure 17.4*).

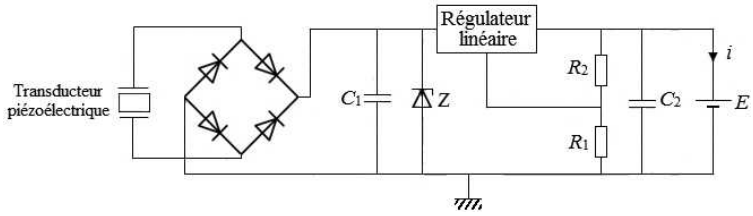


Figure 17.4 – Redresseur et régulateur associés à un transducteur piézoélectrique.

Pour de meilleures performances et plus de simplicité, les fabricants de composants électroniques ont conçu des circuits intégrés qui comportent les fonctions nécessaires pour exploiter un transducteur piézoélectrique. Par exemple, le circuit LTC3588-1 de Linear Technology comporte un redresseur associé à un convertisseur à découpage abaisseur. Il suffit de lui ajouter une bobine et des condensateurs externes (*figure 17.5*).

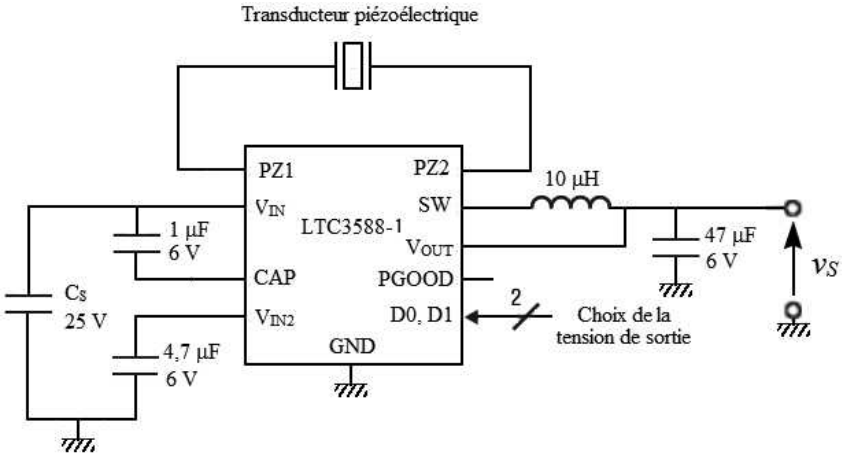


Figure 17.5 – Application de base du circuit intégré LTC3588-1.

17.3 Récolte d'énergie de rayonnement lumineux par cellule photovoltaïque

17.3.1 Énergie disponible

Le rayonnement issu du soleil constitue une source d'énergie énorme et facilement disponible. Il est déjà largement utilisé pour la production d'électricité (installation autonome ou raccordée au réseau), mais c'est également une source intéressante pour l'alimentation des appareils électroniques.

Par ailleurs, la récolte d'énergie doit souvent pouvoir être active à l'intérieur d'un bâtiment. Le rayonnement des sources lumineuses artificielles peut aussi être utilisé bien que son intensité soit moindre que celle du rayonnement solaire. Des difficultés apparaissent néanmoins à cause de la grande variabilité de l'éclairement reçu.

17.3.2 Effet photovoltaïque

L'effet photovoltaïque désigne la génération d'un courant électrique par un matériau semi-conducteur présentant une jonction PN quand il est soumis à l'action de la lumière. Il a été découvert en 1839 par les physiciens français Antoine-César Becquerel et Alexandre-Edmond Becquerel (grand-père et père du prix Nobel Antoine-Henri Becquerel). Ce n'est que dans les années 50 que les premières applications ont été envisagées.

17.3.3 Dispositif de récolte

Cellule photovoltaïque

L'élément de base est la cellule photovoltaïque (*figure 17.6*). Plusieurs cellules peuvent être associées pour former un module photovoltaïque (*figure 17.7*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

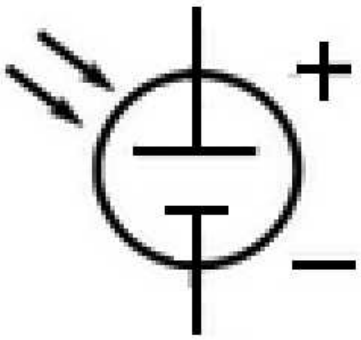


Figure 17.6 – Cellule photovoltaïque.

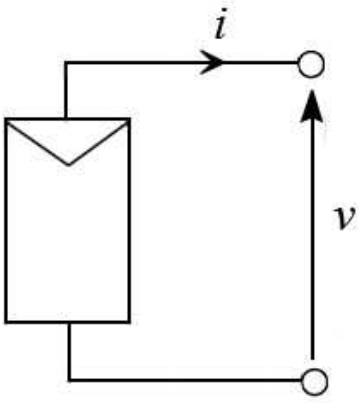


Figure 17.7 – Module photovoltaïque.

La première difficulté pour l'emploi des cellules photovoltaïques en collecte d'énergie réside dans les variations importantes du rayonnement reçu, tant au point de vue de l'éclairement que de son spectre (lumière solaire selon l'heure et le lieu ou lumière artificielle de différentes natures). La deuxième difficulté est l'encombrement de la cellule puisque la puissance générée est proportionnelle à l'aire de la surface exposée. Plusieurs technologies ont été proposées pour arriver à concilier ces différents impératifs.

Caractéristiques électriques

Le réseau de caractéristiques d'une cellule ou d'un module photovoltaïque représente les courbes de l'intensité I en fonction de la tension U pour différentes valeurs de l'éclairement énergétique E (*figure 17.8*).

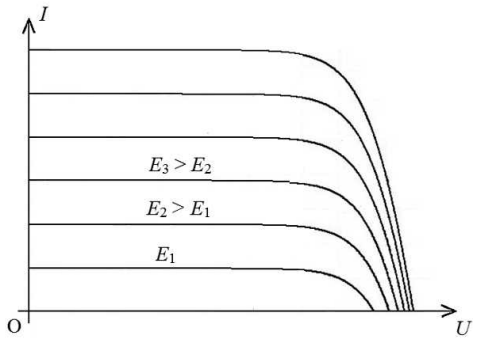


Figure 17.8 – Réseau de caractéristiques d'une cellule photovoltaïque.

La puissance fournie par une cellule ou un module photovoltaïque se calcule par la formule $P = UI$. La courbe de P en fonction de U présente un maximum (*figure 17.9*).

Les grandeurs électriques importantes pour une cellule ou un module photovoltaïque sont :

- la tension à vide U_v ;
- l'intensité du courant de court-circuit I_c ;

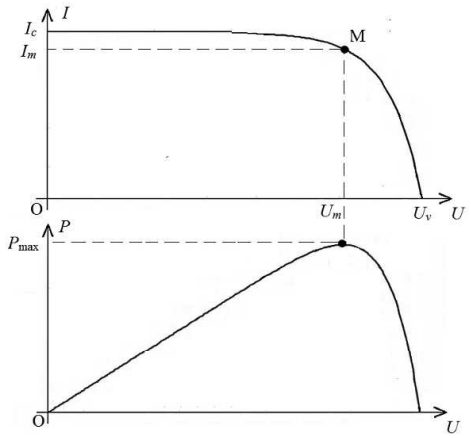


Figure 17.9 – Courbes de l'intensité et de la puissance en fonction de la tension pour un éclairement donné.

- la puissance maximale P_{max} ;
- la tension U_m et l'intensité I_m au point de puissance maximale M (en anglais : *Maximal Power Point*, MPP)

Modélisation

Une cellule photo-électrique peut être modélisée par une source de courant, une diode, une résistance en parallèle et une résistance en série (*figure 17.10*).

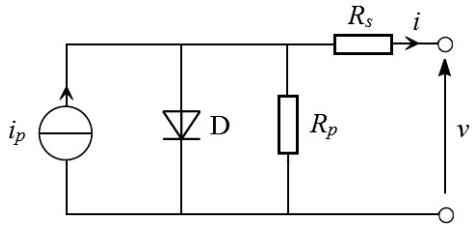


Figure 17.10 – Modèle électrique d'une cellule photovoltaïque.

17.3.4 Circuit électronique associé

Un module solaire produit directement une tension continue. Il suffit de l'associer à un régulateur pour disposer d'une tension stabilisée. En fonction de l'ordre de grandeur de la tension obtenue, il faut souvent que ce circuit soit élévateur. La difficulté est que la tension peut être très différente selon l'éclairement reçu, en particulier pour les dispositifs devant fonctionner aussi bien avec une lumière naturelle qu'une lumière artificielle. Comme la cellule solaire n'est pas soumise en permanence à un éclairement, il est en général nécessaire de prévoir un stockage de l'énergie par un supercondensateur ou un accumulateur.

Il est possible d'adjoindre au circuit un dispositif de suivi du point de puissance maximale (MPPT, *Maximum Power Point Tracking* en anglais). La commande du convertisseur est réglée pour placer en permanence le module photovoltaïque au point de fonctionnement pour lequel la puissance du générateur est maximale (*figure 17.11*).

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

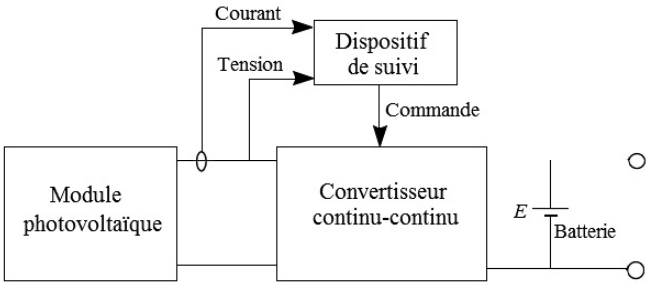


Figure 17.11 – Dispositif de suivi du point de puissance maximale.

La technique est couramment utilisée dans les installations photovoltaïques de puissance. Cependant, en récolte d'énergie, cette solution présente un inconvénient : la consommation due au dispositif de suivi diminue d'autant la faible énergie disponible.

Les fabricants de composants ont conçu des circuits intégrés adaptés. Par exemple le circuit LTC3105 de Linear Technology est un convertisseur élévateur qui comporte un dispositif de suivi du point de puissance maximale (*figure 17.12*).

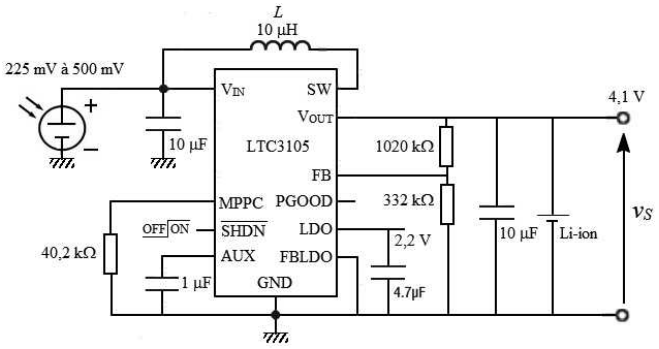


Figure 17.12 – Circuit de charge d'un accumulateur aux ions lithium à partir d'une seule cellule photoélectrique.

17.4 Récolte d'énergie électromagnétique par antenne redresseuse

17.4.1 Énergie disponible

Les ondes électromagnétiques sont omniprésentes dans notre environnement. Elles peuvent être émises volontairement par des systèmes de communication (radio, télévision, wifi, Bluetooth, téléphonie portable) mais aussi involontairement par l'ensemble des appareils électriques.

17.4.2 Dispositif de récolte

Une antenne redresseuse (*rectifying antenna*, *rectenna* en anglais) est une antenne qui capte le rayonnement électromagnétique et le convertit en tension continue (conversion RF-DC). Le dispositif a été inventé en 1964 par l'ingénieur américain William C. Brown et breveté en 1969.

Une antenne redresseuse se compose d'une antenne dipôle et d'un redresseur associé à l'entrée à un circuit d'adaptation et à la sortie d'un filtre permettant de ne conserver que la composante continue (*figure 17.13*).

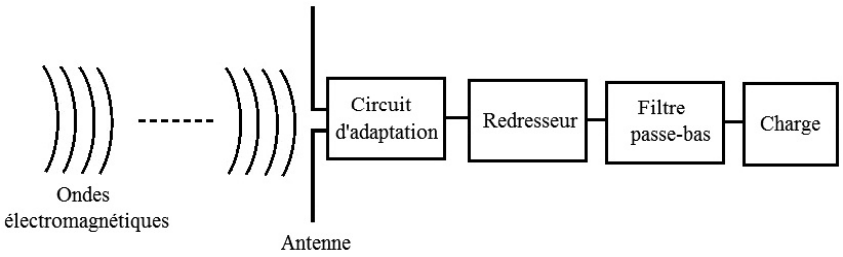


Figure 17.13 – Antenne redresseuse.

Le redresseur est souvent constitué d'une ou plusieurs diodes Schottky car ce type de composant présente une rapidité adaptée à ce genre d'application. Le niveau des tensions recueillies étant souvent assez faible, il peut être intéressant d'utiliser un redresseur élévateur.

17.4.3 Circuit électronique associé

L'antenne redresseuse délivre une tension continue, mais il est en général nécessaire de la faire suivre d'un convertisseur continu-continu pour optimiser le transfert de puissance à la charge (*figure 17.14*).

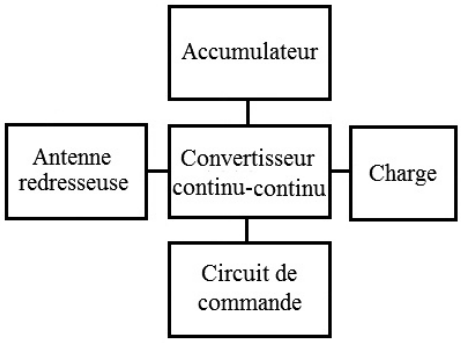


Figure 17.14 – Convertisseur continu-continu.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

BIBLIOGRAPHIE

BOUGEANT M., ROYANT T. – *Analyse et conception de circuits électroniques avec Pspice/Designlab*. Paris, Eyrolles, 1998.

CHAMPENOIS A. – *Alimentations, thyristors et optoélectronique*. Montréal, Éditions du Renouveau Pédagogique, 1988.

DAMAYE R., GAGNE C. – *Alimentations électroniques*. Paris, Éditions Radio, 1982.

FANTOU J-C. – *Calcul pratique des alimentations*. Paris, Éditions Radio, 1986.

FERRIEUX J.P., FOREST F. – *Alimentations à découpage, convertisseurs à résonance*. Paris, Masson, 1987.

GIRARD M. – *Alimentations linéaires*. Paris, Ediscience international, 1993.

GIRARD M. – *Alimentations à découpage*. Paris, Ediscience international, 1993.

HNATEK E. – *Design of Solid State Power Supply*. New York, Van Nostrand Reinhold, 1989.

LECORGUILLER J. – *Les redresseurs en simple alternance*. Paris, Eyrolles, 1953.

MAYÉ P. – *Générateurs électrochimiques*. Paris, Dunod, 2010.

MERGY Y. – *Réalisez vos alimentations électroniques*. Paris, ETSF, 2006.

MOUNIC M. – *Redressement 1re partie*. Paris, Foucher, 1969.

RIVAT A. – *PSPICE 5.30.* Paris, Dunod, 1994.

SCHREIBER H. – *270 schémas. Alimentations*. Paris, Éditions Radio, 1990.

SINCLAIR I. – *Electronic Power Supply Handbook*. Tonbridge, PC Publishing, 1990.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

DOCUMENTATION DES CONSTRUCTEURS

Pour les données techniques, il est indispensable de consulter les documentations des constructeurs de composants électroniques : fiches de spécification, notes d'application. Ces ressources peuvent être facilement consultées sur Internet aux adresses précisées dans la liste. On est ainsi sûr de disposer de la dernière version parue.

Advanced Power Electronics : www.a-power.com
Allegro : www.allegromicro.com
Alpha & Omega Semiconductor : www.aosmd.com
Analog Devices : www.analog.com
Diodes Incorporated : www.diodes.com
Exar : www.exar.com
Fairchild : www.fairchildsemi.com
Infineon : www.infineon.com
Linear Technology : www.linear.com
Maxim : www.maxim-ic.com
Microsemi : www.microsemi.com
Monolithic Power System : www.monolithicpower.com
Nexperia : www.nexperia.com
NXP : www.nxp.com
ON Semiconductor : www.onsemi.com
Power Integrations : www.power.com
Pulse electronics : www.pulseelectronics.com
Renesas Electronics : www.renesas.com
ROHM : www.rohm.com
Semtech : www.semtech.com

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

STM : www.st.com

Taiwan Semiconductor : www.taiwansemi.com

Texas Instruments : www.ti.com

Torex Semiconductor : www.torexsemi.com

Vishay : www.vishay.com

Voltage Multipliers Inc. : www.voltagemultipliers.com

BIOGRAPHIES

Nous avons regroupé ici les biographies de quelques physiciens et ingénieurs cités dans l'ouvrage.

Cockroft (1897-1967)

John-Douglas Cockroft est né le 27 mai 1897 à Todmorden, en Angleterre. Il étudie les mathématiques à l'université de Manchester en 1914-1915. Après avoir servi dans l'artillerie lors de la première guerre mondiale, il revient à Manchester poursuivre des études d'électricité au *College of Technology*. Après deux années d'apprentissage à la *Metropolitan Vickers Electrical Company*, il entre au *St. John's College* de Cambridge où il obtient une licence de mathématiques. Il travaille ensuite au *Cavendish Laboratory* sous la direction d'Ernest Rutherford. Ses travaux ont porté essentiellement sur l'énergie atomique. En collaboration avec Ernest Walton, John Cockroft a étudié un multiplicateur de tension destiné à un générateur de haute tension pour un accélérateur de particules qui a permis d'obtenir la première désintégration d'un noyau atomique avec des particules accélérées artificiellement. Les deux chercheurs ont reçu le prix Nobel de physique en 1951 pour leurs travaux sur le noyau atomique. John Cockroft est décédé le 18 septembre 1967.

Darlington (1906-1997)

Sidney Darlington est né le 18 juillet 1906 à Pittsburgh, en Pennsylvanie. Il fait des études de physique à Harvard jusqu'en 1929, mais ce n'est qu'en 1940 qu'il obtient son doctorat en physique à l'université de Columbia. Entre-temps, Darlington intègre le laboratoire Bell à Murray Hill ; il y reste jusqu'à sa retraite en 1971. Il y étudie les réseaux qui préfigurent les circuits intégrés. C'est dans les années 1950 qu'il invente l'association de deux transistors, connue aujourd'hui sous le nom de montage Darlington. Ses travaux portent aussi sur le guidage des fusées. Darlington meurt le 31 octobre 1997 à Exeter dans le New Hampshire.

Delon (1876-1941)

Jules Delon fait ses études à l'École supérieure d'électricité. Il travaille comme ingénieur à la Société française des câbles électriques, système Berthoud-Borel pour laquelle il conçoit un contact tournant utilisé dans les essais d'isolement des lignes à haute tension. Il devient ensuite directeur de la Compagnie générale des câbles de Lyon qui a succédé à la société précédente. Delon a déposé plusieurs brevets concernant les câbles électriques. Il décède à Lyon le 12 novembre 1941

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Dickson (1944-)

John F. Dickson est né le 12 juin 1944 à Liverpool en Grande-Bretagne. Il fait ses études à l'université de Bangor dans le comté de Gwynedd en Galles du Nord. Il travaille ensuite pour la société Plessey au centre de recherches Allen Clark à Caswell en Grande-Bretagne. Il s'intéresse particulièrement aux circuits intégrés MOS.

Graetz (1856-1941)

Leo Graetz est un physicien allemand né le 26 septembre 1856 à Breslau (Prusse), aujourd'hui Wrocław (Pologne). Après des études à Breslau, Berlin et Strasbourg, il obtient son titre de docteur en 1880 à l'université de Breslau. Il devient assistant à Strasbourg en 1881, privat-docent (docteur habilité pour l'enseignement qui n'a pas encore de chaire) à l'université Louis-et-Maximilien de Munich en 1883 avant d'obtenir un poste de professeur dans le même établissement en 1908. Ses travaux portent sur divers domaines de la physique : conduction thermique, rayonnement, électricité, magnétisme, hydrodynamique, atomistique. Graetz a donné son nom au pont de diodes qui a en fait été inventé en 1895 par l'électrotechnicien polonais Karol Pollak. Il est décédé le 12 novembre 1941 à Munich.

Greinacher (1880-1974)

Heinrich Greinacher est né le 31 mai 1880 à St Gallen, en Suisse. Il fait des études de physique à Zurich, Berlin et Heidelberg. En 1912, il devient professeur titulaire à Zurich. De 1924 à 1952, il est professeur de physique expérimentale et directeur des instituts de physique de l'université de Berne. En 1912, il développe le magnétron, puis en 1914, il invente un redresseur doubleur de tension. C'est en 1919 qu'il propose le multiplicateur en cascade qui porte aujourd'hui son nom. Le résultat est publié en 1920. Greinacher meurt le 17 avril 1974 à Berne.

Latour (1875-1964)

Marius Latour est né le 2 octobre 1875 à Roquepine dans le Gers. Il fait ses études à l'École supérieure d'électricité. Ingénieur à la Société française radioélectrique, il conçoit un alternateur à haute fréquence en collaboration avec Joseph Béthenod. Devenu ingénieur-conseil, Marius Latour a déposé de nombreux brevets concernant les machines tournantes et en particulier les alternateurs et les moteurs à collecteur. Il décède le 24 août 1964 à Saint-Sébastien, en Espagne.

Schade (1903-1981)

Otto H. Schade, d'origine allemande, émigre aux États-Unis en 1926. Ingénieur chez RCA (*Radio Corporation of America*), il consacre de nombreuses recherches au domaine de la télévision. Il s'intéresse aux redresseurs à tubes et conçoit une méthode graphique pour la détermination de leurs composants. Les abaques qui portent aujourd'hui son nom ont été tracés pour des redresseurs à tubes, mais la méthode reste valable pour les redresseurs à semi-conducteurs avec une petite

modification pour prendre en compte le seuil de conduction des diodes. Otto H. Schade meurt le 28 avril 1981 à West Caldwell, dans le New Jersey.

Schottky (1886-1976)

Walter Schottky est né le 23 juillet 1886 à Zurich, en Suisse. La carrière universitaire de son père Friedrich, mathématicien, l'amène en Allemagne. Walter Schottky entre à l'université Humboldt à Berlin en 1904 où il étudie la physique. En 1912, il passe une thèse de doctorat sur la théorie de la relativité. Ses recherches portent ensuite sur l'interaction entre les électrons et les ions. On rencontre plusieurs fois son nom dans la théorie des semi-conducteurs : effet Schottky, barrière de Schottky, diode Schottky. Sa carrière oscille entre des périodes à l'université ou d'autres dans l'industrie. Il travaille chez Siemens jusqu'à sa retraite en 1958. Schottky meurt le 4 mars 1976 à Pretzfeld, en Allemagne.

Villard (1860-1934)

Paul-Ulrich Villard est né le 28 septembre 1860 près de Lyon. Il passe l'essentiel de sa carrière dans le département de chimie de l'École normale de la rue d'Ulm à Paris. Il publie de nombreux travaux sur les rayonnements et la radioactivité. En 1900, il découvre les rayons gamma. Villard conçoit lui-même les équipements nécessaires à ses recherches. Il est élu membre de l'Académie des sciences le 28 décembre 1908 (section de physique générale). Paul-Ulrich Villard meurt le 13 janvier 1934 à Bayonne.

Waidelich (1915-2006)

Donald L. Waidelich est né le 3 mai 1915 à Allentown en Pennsylvanie. Il fait ses études à l'université Lehigh à Bethlehem en Pennsylvanie puis prépare un doctorat à l'université de l'État de l'Iowa. Il occupe les fonctions d'assistant à l'université Lehigh de 1936 à 1938 puis devient professeur d'ingénierie électrique à l'université du Missouri-Columbia où il mène des recherches dans divers domaines de l'électricité. Il publie plusieurs articles sur les multiplicateurs de tension entre 1941 et 1945. Dans les années 1950, il étudie l'utilisation d'impulsions de courants de Foucault pour des essais non destructifs. Donald L. Waidelich meurt le 22 juillet 2006 à Columbia.

Walton (1903-1995)

Ernest-Thomas-Sinton Walton est né le 6 octobre 1903 à Dungarvan, dans le comté de Waterford en Irlande. Il est fils d'un pasteur méthodiste. Après avoir été pensionnaire au collège méthodiste de Belfast, il obtient une bourse afin de poursuivre ses études au *Trinity College* de Dublin. Il arrive en 1927 à l'université de Cambridge pour travailler au *Cavendish Laboratory* sous la direction de Lord Rutherford. Il collabore avec John Cockroft et reçoit avec lui le prix Nobel de physique en 1951 pour des travaux sur le noyau atomique. Ernest Walton décède le 25 juin 1995.

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

Zener (1905-1993)

Clarence-Melvin Zener est né le 1er décembre 1905 à Indianapolis aux États-Unis. Il obtient son doctorat en physique à Harvard en 1930. Il enseigne dans différentes universités américaines (1930-1942) avant de travailler à l'arsenal de Watertown dans le Massachusetts pendant la seconde guerre mondiale (1942-1945). Il enseigne ensuite à l'université de Chicago (1945-1951) puis travaille chez Westinghouse (1951-1965). Il revient ensuite à l'enseignement à l'université Texas A&M, puis à l'université Carnegie-Mellon de Pittsburgh (1968-1993). Zener a décrit les propriétés exploitées dans les diodes Zener. Ce physicien a également mené des recherches sur la supraconductivité et sur la métallurgie. Zener meurt le 15 juillet 1993 à Pittsburgh.

INDEX

A

abaque 64, 80, 430
accumulateur 488
alimentation
  à découpage 4
  d'équipements 480
  de laboratoire 484
  sans isolement 452
amplificateur opérationnel 127, 343, 362
angle de conduction 51, 69
antenne redresseuse 501

B

bobinage 8, 268
bobine 213, 263, 268
Bode (diagramme de ~) 334
boîtier 478
bruit 108

C

capacité 219, 220
  calorifique 470
caractéristique statique 485
cascade 406
cellule photovoltaïque 497
circuit
  astable 389
  intégré CMOS 389
  logique CMOS 392
coefficient
  de régulation 128, 343
  de stabilisation 97, 111, 122, 340
  de stabilisation aval 98, 111
  de température 98, 105, 112
commutation 185
  de réseau 435
comportement dynamique 259
condensateur 156, 157, 179, 410, 452
conductance
  de sortie 341, 345
  thermique 470
conduction
  angle de ~ 51, 69
  durée de ~ 42
constante de temps 42
  thermique 471
convertisseur
  à bobines 213
  à découpage 213
  à diodes 388
  à récupération d'énergie 247
  à transfert direct 252
  à transformateur 247
  à condensateurs commutés 369
  abaisseur 213
  élévateur 228, 396, 408
  en demi-pont 256
  en pont 258
  inverseur 239, 393, 402
  inverseur élévateur 398
  symétrique 258
courant
  de sortie 146, 158, 189
  de surcharge accidentelle 32
  de travail 16
  direct de crête répétitif 32
  direct moyen 31
  magnétisant 21
courants de polarisation 136

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

courbes de Schade 61, 80
court-circuit 357
crowbar 361
cycle d'hystérésis 19

D

Darlington (montage) 124, 134, 211, 285
détecteur de surtension 364
diagramme
  de Bode 334
  de Fresnel 20
diode 28, 162
  électroluminescente 452
  à jonction 29
  de protection 156
  de roue libre 263
  électroluminescente 467
  idéale 28
  passante 31
  Schottky 269
  Zener 100, 162, 337, 362, 457
dissipateur thermique 477
diviseur résistif 164
doubleur 415
  de Delon 426
  de Latour 426
  de Schenkel 416
  de tension 416
  de Villard 416
  en pont 434
durée de conduction 42

E

échanges thermiques 468
effet
  d'avalanche 101
  photovoltaïque 497
  piézoélectrique 495
  Zener 101
énergie 436
enroulement 8, 25
entrefer 267
étage tampon 389

F

facteur
  de régulation amont 130
  de stabilisation amont 98, 111
  de puissance 89
fiabilité 483
filtre 33
flyback 247
fonction de transfert 260
forward 252
fréquence des commutations 214, 403
Fresnel (diagramme de) 20
fuites de flux 13
fusible 354

G

générateur électrochimique 488
Graetz (pont de) 18, 36, 67, 76
graisse aux silicones 478

H

harmonique 87

I

impulsion de Dirac 370
inductance 219
  spécifique 266
inhibition 169, 192
interrupteur 213, 262
isolement de la commande 326

L

lampe à LED 466
limitation de courant 355

limiteur
à courant constant 355
de courant 159
de tension 361
par délestage 357
linéarisation 30
logiciel 334

M

mise
en parallèle 158, 189
sous tension
d'un transformateur 23
progressive 192, 198
mode
commun 136
continu 214, 239, 247
courant 276
discontinu 223, 235, 243, 251
tension 271
modélisation 103, 332
modulation de largeur d'impulsions 277
module photovoltaïque 497
montage Darlington 124, 134, 211, 285
MPPT, *Maximum Power Point Tracking* 499
multiplicateur
de Greinacher 441
de tension 414
hybride 450
symétrique 448

N

norme NF EN 61000-3-2 90

O

ondulation 50, 69, 179, 218, 422, 482
taux d'~ 56, 64, 72, 81, 219
optocoupleur 326

P

pertes
ferromagnétiques 22
par effet Joule 22
pile 488
pile à combustible 488
point de puissance maximale 499
pointage des enroulements 9
pollution harmonique 87
pompe de charge de Dickson 410
pompe de charges 383
pont de Graetz 18, 36, 67, 76
potentiel thermodynamique 30
potentiomètre 132
primaire 7
protection 355
PSPICE 84
puissance 94
déformante 89
dissipée 474

Q

quadrupleur 415, 440
de Waidelich 441

R

rapport
cyclique 214, 217, 221
de transformation 10
récolte d'énergie 494
redresseur 17, 28
à appel de courant sinusoïdal 91
biphasé 65
à double voie 36
à simple voie 34
doubleur de tension 416
élévateur de tension 414
monophasé 33, 37
synchrone 269

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.

régime
  continu 471
  variable 472
réglage
  de la tension 132, 183
  du courant 347
régulateur 93
  élévateur 302
  à blocage des commutations 274
  à découpage 94
  à faible chute de tension 202
  à faible consommation 205
  à modulation de largeur d'impulsions 271
  à récupération d'énergie 325
  à temps de conduction fixe 273
  à transformateur 325
  à trois bornes 150
  abaisseur 96, 285
  de courant 93
  de tension 93, 96, 127
  de tension à découpage 271
  de tension et de courant 194, 350
  de tension fixe 150
  de tension négative 156, 182
  de tension positive 152, 178
  de tension réglable 174
  double 134, 171, 193
  élévateur 96, 305
  haute tension 201
  intégré 140
  inverseur 312
  linéaire 94
  parallèle 94, 149, 207
  série 94, 142
régulation 482
  coefficient de ~ 128, 343
  de charge 487
  de ligne 487
relation de Boucherot 19
rendement 95, 222, 233, 242, 270, 482
rendement énergétique 382
réponses transitoires 180
résistance
  critique 351
  d'équilibrage 158
  de sortie 130, 402
  dynamique 104
  série 222, 234, 243, 246
  thermique 470, 477

S

Schade 430
schéma-bloc 333
schéma équivalent moyen 259
secondaire 7
secteur 452
sécurité 483
simulation
  électronique 334
  numérique 84
stabilisateur 93
  de courant 337
  de tension 100
  parallèle 108
  série 119
stabilisation 111, 340
stabilité 187, 333
suivi du point de puissance maximale 499
surintensité 354
surtension 360
surveillance 367
SwitcherCAD 335

T

taux
  d'ondulation 56, 64, 72, 81, 219
  de défaillance 483
  de distorsion 88
  de rejet de l'ondulation 99, 179
  de rejet du mode commun 137
température 30, 97, 104, 105, 112
tension
  de décalage 135
  de sortie 162, 185

différentielle 175
inverse de crête répétitive 32
thermistance CTN 74
thyristor 361
transducteur piézoélectrique 496
transfert de charges 369
transformateur 7, 247, 263, 326
à plusieurs secondaires 25
à secondaires à prises intermédiaires 26
idéal 10
réel 13
transformation (rapport de) 10
transistor 114, 159, 196, 337
à effet de champ 352
MOS 389, 401
transmittance 260
tripleur 415, 439
de Waidelich 440

V

valeur
efficace 53, 69
moyenne 42, 61

© Dunod. Toute reproduction non autorisée est un délit.